

22 - 26 апреля 2019



74-я

**НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ
КОНФЕРЕНЦИЯ
СПб НТО РЭС**

**имени А.С. Попова,
посвященная Дню радио**

СБОРНИК МАТЕРИАЛОВ



Санкт-Петербург
2019

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения

Военная Академия связи имени маршала Советского Союза С.М. Буденного

Санкт-Петербургский филиал Академии стандартизации, метрологии и сертификации

Санкт-Петербургская организация «Российского научно-технического общества радиотехники,
электроники и связи имени А.С. Попова» (СПБНТОРЭС)

Автономная некоммерческая организация дополнительного профессионального образования «Аничков мост»

74-я НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО НТО РЭС им. А.С. ПОПОВА, ПОСВЯЩЕННАЯ ДНЮ РАДИО

22 – 26 апреля 2019

Сборник докладов

Конференция проводится при поддержке РФФИ

АНО ДПО «Аничков мост»
Санкт-Петербург
2019

ООО «Триста точек»
Санкт-Петербург
2019

УДК 621.396(08)
ББК 384л0

74-я Научно-техническая конференция Санкт-Петербургского НТО РЭС им. А.С. Попова, посвященная
НЗ4 Дню радио: сб. докладов. – СПб.: АНО ДПО «Аничков мост»; ООО «Триста точек», 2019. – 435 с.

Конференция проводится при поддержке РФФИ, номер проекта 19-07-20044

ISBN 978-5-9908491-6-7

Программный комитет

Проф. Мироненко Игорь Германович – *председатель, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова*

Доц. Степанов Андрей Борисович – *зам. председателя, СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича*

Доц. Мотыко Александр Александрович – *зам. председателя, СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова*

Члены Программного комитета:

доц. Б.М. Антипин,
СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

П.С. Брук,
Союз переводчиков России

ст. науч. сотр. Л.И. Золотинкина,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

доц. А.К. Канаев,
*Петербургский государственный университет
путей сообщения императора Александра I*

доц. И.Р. Кузнецов,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

проф. А.Е. Кучерявый,
СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича

проф. Н.В. Лысенко,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова

проф. В.Н. Мальшев,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова

проф. А.А. Манцветов,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова

проф. В.М. Пестриков,
СПбГУКиТ

проф. Н.Н. Потрахов,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

доц. Д.Н. Роенков, *Петербургский государственный
университет путей сообщения императора Александра I*

проф. М.А. Семисошенко,
*Военная академия связи имени маршала Советского
Союза С.М. Буденного*

проф. Ю.М. Таиров,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

проф. Ю.Д. Ульяницкий,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

проф. В.Н. Ушаков,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ», СПбНТО РЭС им. А.С. Попова

доц. А.М. Федоров, *СПб филиал Академии
стандартизации, метрологии и сертификации*

проф. З.М. Юлдашев,
СПбГЭТУ «ЛЭТИ»

Организационный комитет

Проф. Тупик Виктор Анатольевич, СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – *председатель*

Проф. Кутузов Владимир Михайлович, СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – *зам. председателя*

Члены Организационного комитета:

асс. К.К. Гук

доц. Г.А. Машевский

асс. А.А. Поздеев

асс. Д.С. Андреев

асс. Р.С. Ермолаев

О.Н. Журавлева

ISBN 978-5-9908491-6-7

© Коллектив авторов, 2019
© СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2019
© СПбНТО РЭС им. А.С. Попова, 2019
© АНО ДПО «Аничков мост», 2019
© ООО «Триста точек», 2019

Секция 1. «Радиотехника: теория и приложения»

Тунгусский метеорит – «тепловой пробой» сверх короткого импульса

А. Д. Французов

ООО «НПП «Цифровые радиотехнические системы»

Высоковольтный пробой, когда напряжённость электрического поля превышает напряжённость пробоя (для сухого воздуха она составляет 3 КВ/мм) очень хорошо изучен [1]. Пробой при сравнительно малых напряжённостях поля, но с относительно мощным средним потоком мощности с возникновением плазмы практически не изучен физиками. Именно таким образом происходит возникновение плазмы в волноводах при сравнительно малой напряжённости поля, значительно меньшей напряжённости пробоя, если в результате теплового воздействия в волноводе возникает искра на частичке пыли, дефекте покрытия, или дефекте пайки. При этом плазма, возникшая в волноводе, со скоростью света движется в направлении увеличения напряжённости поля, а именно к передатчику [2]. Интересно, что пробой

никогда не возникал при приёмо-сдаточных испытаниях. Иногда пробой происходил после установки аппаратуры на объекте на 100-м и более включении. Результатом всегда был выход из строя передатчика.

Нетрудно показать, что 17 июня 1908 года в районе Подкаменной Тунгуски произошёл именно такой мощный тепловой пробой. «В начале 9-го часа крестьяне увидели на северо-западе, довольно высоко над горизонтом, какое-то чрезвычайно сильно (нельзя было рассмотреть) светящееся белым, голубоватым светом тело, двигавшееся в течение 10 минут сверху вниз. Тело представлялось в виде «трубы», то есть цилиндрическим. Небо было безоблачно, только невысоко над горизонтом, в той же стороне, в которой наблюдалось светящееся тело, было заметно маленькое тёмное облачко.

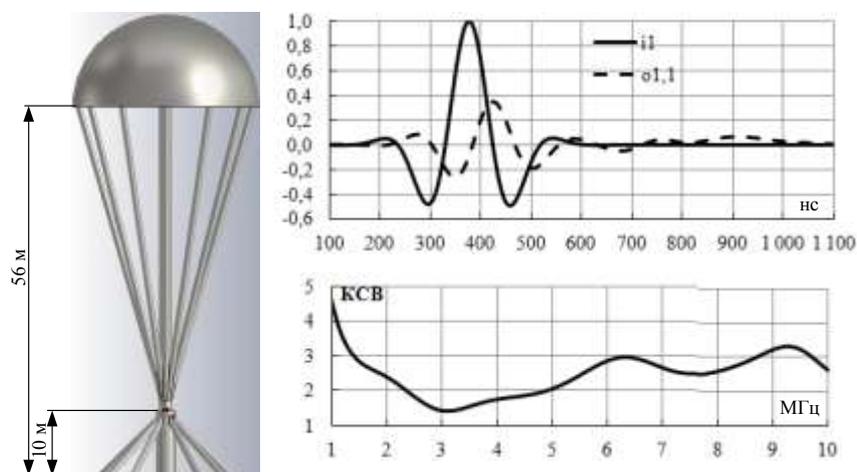


Рис. 1.

Было жарко, сухо. Приблизившись к земле (лесу), блестящее тело как бы расплылось, на месте же его образовался громадный клуб чёрного дыма и послышался чрезвычайно сильный стук (не гром), как бы от больших падавших камней или пушечной пальбы. Все постройки дрожали. В то же время из облачка стало вырываться пламя неопределённой формы.» [3]

Одновременно с тунгусскими событиями на другой стороне земного шара американский учёный сербского происхождения Никола Тесла проводит эксперименты по беспроводной передаче электричества на большие расстояния с помощью башни, возведённой на острове Лонг-Айленд. На рис. 1 показана математическая модель башни Тесла, и результаты моделирования. Показан импульс генератора i_1 длительностью 80 нс по уровню половинной амплитуды, а также отражённый от антенны импульс $o_1,1$. Эти данные позволяют рассчитать КПД антенны при оптимальном импедансе $Z_A = 135$ Ом по формуле:

$$\text{КПД} = \left[\int_i (i_1)^2 dt - \int_i (o_1,1)^2 dt \right] / \int_i (i_1)^2 dt = 84.7 \%$$

Тесла удалось получить импульсы напряжением 100.000.000 В с частотой повторения 160 КГц и длительностью 20÷100 нс. Нетрудно подсчитать что при этом импульсная мощность составит 77 ГВт. Тесла предполагал с помощью своей башни возбудить стоячую волну напряжения, используя земной шар как проводник электроэнергии. Потребителю необходимо было построить башню, подобную башне Тесла в точке потребления электроэнергии и получить электроэнергию в нужном количестве.

Никола Тесла говорил: «Главное открытие, которое принесло мне полное удовлетворение, поскольку воплотило мой замысел, было сделано в 1899 году в Колорадо-Спрингс, где я проводил испытания генератора мощностью в сто пятьдесят киловатт и убедился, что при определенных условиях ток приобретает способность проходить сквозь весь земной шар, достигая противоположной точки, и возвращаться к исходной точке, при этом сила тока не уменьшается». Другими словами, Тесла научился возбуждать стоячую волну тока, используя Земной шар как проводник тока.

За три дня до Тунгусской катастрофы в Германии профессор Кёльнского университета Вебер зафиксировал странные скачки магнитного поля. Они повторялись через каждые 3 минуты, как по расписанию. Эти пульсации начинались в 6 часов вечера и заканчивались в полвторого ночи [4].

И вот на территории нынешнего Красноярского края в районе Подкаменной Тунгуски раздаётся взрыв. Его сила, по оценкам экспертов, составила 40–50 мегатонн. Это-

мощность водородной бомбы. Загадочные колебания, зафиксированные Вебером, прекратились через час после тунгусского взрыва.

Образование плазмоида – «Тунгусский метеорит» схематически показано на рис. 2. Башня Теслы и район Подкаменной Тунгуски находятся по долготе практически на расстоянии 180 градусов, то есть являются как бы антиподами. Координаты Лонг-Айленда: 40,8 градуса с. ш. и 73,3 градуса з.д. Координаты падения Тунгусского метеорита: 60,9 градуса с.ш. и 101,9 градуса в. д. Таким образом, по широте эти две точки различаются на 175,2 градуса, что только на 4,8 градуса отличается от 180 градусов. На контурной карте северного полушария Земли показаны районы Лонг-Айленда и Подкаменной Тунгуски. Здесь же показан Парижский меридиан. Эти две области соединены штриховыми линиями, показывающими движение электромагнитной энергии. Необходимо отметить, что район Подкаменной Тунгуски, где произошёл взрыв «Тунгусского метеорита», является антиподом Лонг-Айленда (Длинный остров) только частично. Настоящий антипод Лонг-Айленда находится в южном полушарии на расстоянии порядка 3000 км западнее Австралии. Почему же силовые линии вектора Пойнтинга образовали узел в районе Подкаменной Тунгуски? В этом нет ничего удивительного. Все радиолюбители мира знают, что радиоволны УКВ диапазона огибают поверхность Земного шара, либо через Северный полюс, либо через Южный полюс. Причём эта ситуация может меняться в течение суток. Очевидно, что утром 17 июня 1908 года наилучшим путём распространения радиоволн было северное направление.

Сам по себе поток электромагнитных импульсов не мог вызвать никакого взрыва, так как напряжённость поля, даже в районе Башни Тесла, составляла порядка 1,8 КВ/мм, что почти в 2 раза меньше напряжения пробоя сухого воздуха.

Три дня ничего страшного не происходило. Только Вебер фиксировал мощные магнитные поля, которые указывают на наличие мощных поверхностных токов на земле. Однако 17 июня, судя по описанию очевидца, атмосфера была предгрозовая. Достаточно было небольшому разряду молнии, чтобы поджечь плазмод. Видимо это и произошло. Дальше «загоревшийся плазмод» стал двигаться вдоль силовых линий вектора Пойнтинга в направлении увеличения напряженности электрического поля, то есть в сторону узла стоячей волны. Именно поэтому «плазмод» вошёл в узловую точку стоячей волны практически вертикально. В этот момент плазма мгновенно разрядилась с оглушительным взрывом. Ударная волна взрыва, как утверждают сейсмологи, несколько раз обошла Земной шар. А вещества в районе взрыва не было никакого. Поэтому поиски метеорита оказались безуспешными.

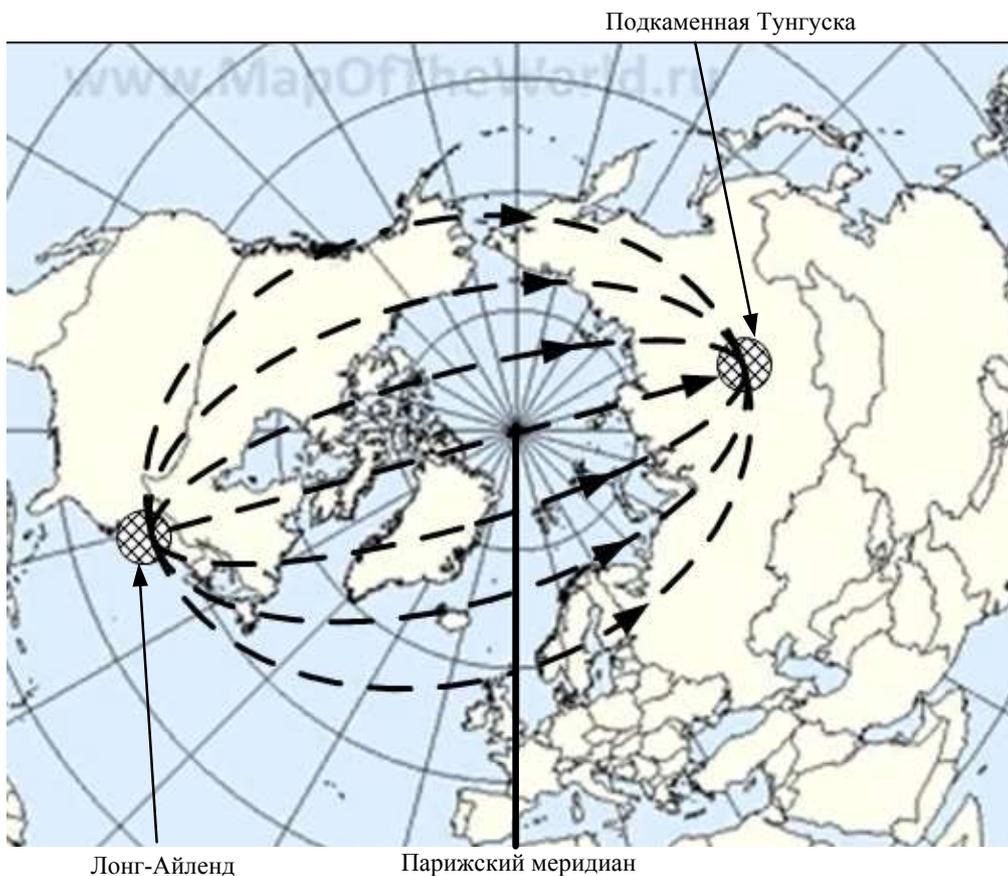


Рис. 2.

В момент взрыва плазмоида образовался мощный электромагнитный импульс, который мгновенно устремился по проложенному волновому каналу к Лонг-Айленду, и через доли секунды всё было кончено. Генератор Тесла был выведен из строя. Скорее всего сгорели обмотки импульсного трансформатора. Аппаратура стала невосстановимой, так как Тесла никогда не делал чертежей своих устройств.

Больше никаких экспериментов с передачей электромагнитной энергии на расстояние без проводов Тесла не предпринимал. Вскоре он скажет, что перебросить на расстояние в несколько тысяч километров огромный энергетический импульс, сгусток энергии –

возможно. Но это может повлечь разрушения невиданной силы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кухаркин Е.С., Сестрорецкий В.В. Электрическая прочность волноводных устройств. Изд-во «Высшая школа», 1963
- [2] Игнатъев Д.А., Оранский В.С., Французов А.Д. Эксплуатация волноводных трактов. Обмен опытом в радиопромышленности, вып.4, 1990 г.
- [3] Кулеш С. // Газета «Сибирь». 2 (15) июля 1908 г.
- [4] Откуда был удар? Последние версии Тунгусской катастрофы. // Ежедневник «Аргументы и факты» №17. 27.04.2016.

Требования к допустимой нестабильности частоты при пространственной синхронизации частоты крупногабаритной космической АФАР

Т. О. Мысливцев, В. И. Невзоров, В. Ф. Павский
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского

Тенденции использования космического пространства в качестве театра военных действий неразрывно связаны с энергетическими потребностями и соответственно возможностями космических аппаратов и систем, используемых в военных целях, например, противоракетной обороны, радиоэлектронного противодействия и др. Одним из путей реализации таких космических средств является использование для названных целей мощного направленного управляемого СВЧ излучения, создаваемого посредством преобразования солнечной энергии в электрическую фотоэлектрическими солнечными космическими энергостанциями СКЭС [1]. Радиотехническую основу станций составляет АФАР, содержащая ансамбль идентичных активных модулей, в состав которых входят синхронизированные по частоте полупроводниковые автогенераторы СВЧ. Из-за больших размеров излучающей апертуры (диаметр десятки – сотни метров) используется пространственная синхронизация частоты. Для обеспечения приблизительно одинаковых условий работы активных модулей всего ансамбля с точки зрения постоянства коэффициента усиления и соответственно полосы синхронизации частоты синхронизированных автогенераторов при соосном расположении антенны синхронизатора и АФАР необходимая форма диаграммы направленности антенны синхронизатора должна иметь вид [2]

$$F_c(\theta) = \left[\cos(0,5\lambda_c / d_c) / \cos\theta \right]^2, \text{ где } \theta \text{ – угол в сферической системе координат относительно нормали к центру апертуры антенны синхронизатора; } \lambda_c \text{ – длина волны синхроколебаний; } d_c \text{ – диаметр антенны синхронизатора. Отмеченное выше выполняется при условии } \lambda_c / d_c > 1. \text{ Условием эффективного функционирования системы является обеспечение необходимой синфазности возбуждения излучателей активных модулей АФАР. Эти условия во многом определяются стабильностью частоты синхронизирующих колебаний. Нестабильность последних приводит как к возможности срывов синхронизации частоты из-за выхода последней за пределы полосы синхронизации (удержания) автогенератора, так и изменениям электрического фазового сдвига колебаний в синхронизируемых автогенераторах активных модулей и вариациям фазового$$

набега главным образом в пространстве, и снижению эффективности системы в целом. Надежная работа АФАР возможна, когда стабильность частоты синхронизирующих колебаний обеспечивает условия, при которых требования к допустимому уровню относительной нестабильности частоты соответствуют допустимой несинфазности возбуждения излучателей активных модулей ансамбля. Поскольку источником нестабильности частоты является автогенератор модуля, то отмеченные выше сдвиги фазы оказываются коррелированными и допустимый уровень относительной нестабильности частоты синхронизатора $\delta_{f_{доп}} = \Delta f_{сдоп} / f_c$, где $\Delta f_{сдоп}$ – допустимое абсолютное изменение частоты синхросигнала, f_c – частота синхросигнала, при изменении допустимого суммарного сдвига фазы $\Delta\varphi_{сдоп}$ составит

$$\delta_{f_{доп}} = \Delta\varphi_{сдоп} \left\{ \frac{\pi [1 - \cos(0,5\lambda_c / d_c)] d_{\Sigma}}{\sin(0,5\lambda_c / d_c) \lambda_c} + 0,4k_f k_{c1}^{0,5} / (1 - A_c) \right\}^{-1}.$$

Здесь d_{Σ} – диаметр АФАР; $k_f = f_c / F_{0,2}$, где $F_{0,2}$ – коэффициент затягивания частоты единичного автогенератора активного модуля; k_{c1} – коэффициент усиления синхронизируемого единичного автогенератора; $A_c = \Delta f_{c,r1} / \Delta f_{c,e1,доп}$ – отношение расстройки резонансной частоты автогенератора относительно частоты f_c к допустимому значению при вариации величины $\Delta f_{c,r1}$ в пределах $0 - \Delta f_{c,e1,доп}$. При $\Delta\varphi_{сдоп} = \pi / 8$; $k_f = 30$; $k_{c1} = 25 \text{ dB}$; $A_c = 0$ и изменении отношения λ_c / d_{Σ} в пределах $10^{-4} - 10^{-2}$ величина $\delta_{f_{доп}} = 2 \cdot 10^{-5} - 10^{-3}$. С ростом численных значений коэффициентов k_f , k_{c1} и A_c требования к стабильности частоты повышаются.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] *Григисес В.А.* Космические солнечные энергостанции. Л.: Наука, 1986. 182 с
- [2] *Бакурский К.В., Мысливцев Т.О., Невзоров В.И., Павский В.Ф.* Особенности частотной синхронизации крупногабаритной активной фазированной антенной решетки космического базирования // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. 2018. Вып. 660. С. 134–141.

Экспериментальное исследование антенны со ступенчатым рефлектором мм диапазона

С. В. Балландович¹, А. Ф. Малыгин, Г. А. Костиков²
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹ssr2123@yandex.ru, ²gakostikov@gmail.com

Abstract. Low-profile millimeter-wave reflectarray with step reflector is studied. The antenna is manufactured by milling technology and is experimentally investigated. Experimental prototype demonstrates antenna gain of about 27 dB with 3dB aperture efficiency and bandwidth of 20%. Technological aspects of antenna application are considered as well.

Keywords: low profile; reflectarray; stepped reflector; reflector antennas; millimeter-wave

Отражательные низкопрофильные антенны являются перспективными в радиосистемах мм диапазона. В ряде случаев при изготовлении отражательных антенных решёток могут применяться технологии лазерной резки [1], 3D-печати [2] или фрезерования [3]. Использование таких подходов позволяет уменьшить стоимость и сроки изготовления образцов при мелкосерийном производстве и улучшить КПД, за счет отсутствия диэлектрических потерь.

Целью работы является экспериментальное исследование антенны мм диапазона со ступенчатым рефлектором и оценка ее характеристик при изготовлении на основе технологии лазерной резки.



Рис.1. Экспериментальный макет

В настоящей статье экспериментально исследовалась прямофокусная низкопрофильная отражательная антенна мм-диапазона со ступенчатым рефлектором с размерами $12\lambda \times 12\lambda \times 1\lambda$ с $F/D=1$, которая была изготовлена методом фрезеровки (рис. 1). Фотография экспериментального макета антенны приведена на рис. 1, геометрия антенны получена на основе метода геометрической оптики, исходя из распределения фазы сферической волны точечного облучателя, отнесенного от плоскости антенны на расстояние F и необходимости формирования отраженной волны вдоль нормали к раскрыву. Сечение непрерывного профиля приводится на рис. 2, здесь же приводится ступенчатая аппроксимация полученного профиля для шага 0,5 мм и 1,5 мм. Для экспериментальных исследований выбран компромиссный, с точки зрения скорости фрезеровки и точности изготовления, шаг дискретизации непрерывного профиля 0,5 мм.

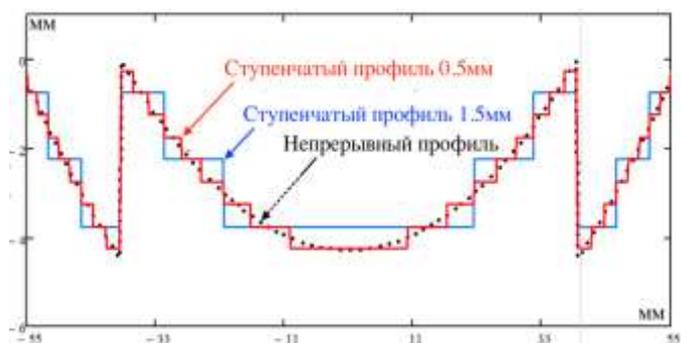


Рис. 2. Сечение профиля исследуемой антенны

В работе исследуется прямофокусная конфигурация антенны, при этом технология производства и алгоритмы синтеза раскрыва позволяют рассчитывать офсетные структуры и антенны с ДН специальной формы.

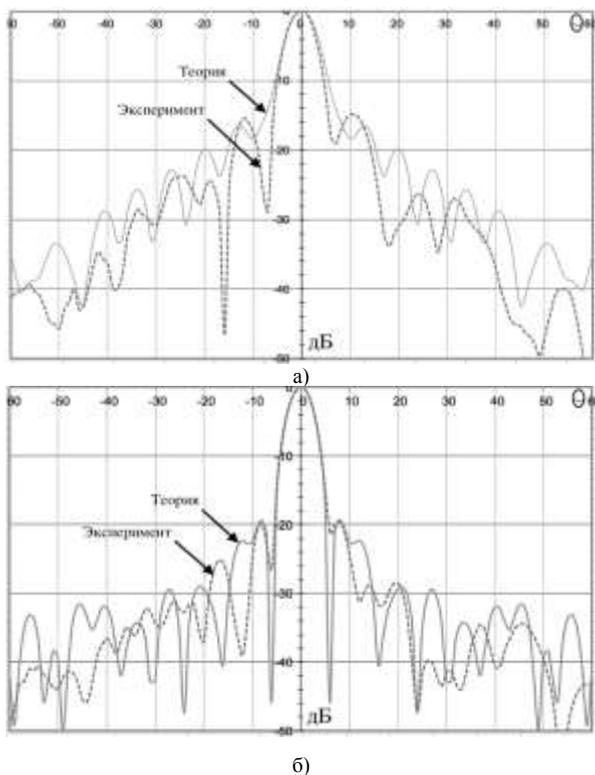


Рис. 3. ДН разработанной антенны. а – 30 ГГц, б – 34,5 ГГц

Исследование полевых характеристик в диапазоне рабочих частот проводилось на сканере ближнего поля (рис. 4). Экспериментальные и расчетные ДН антенны на частотах 30 ГГц и 34,5 ГГц, представлены на рис. 3, а, б, соответственно. Наблюдается хорошее совпадение эксперимента и расчета по УБЛ и ширине главного лепестка ДН.

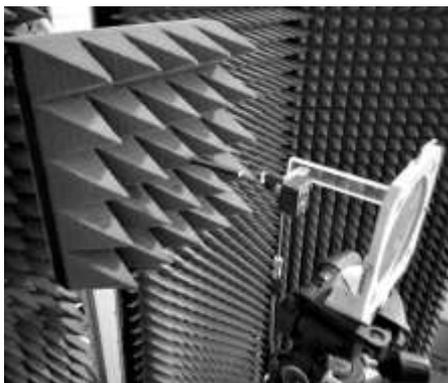


Рис. 4. Фото эксперимента

Частотные зависимости КУ антенны приведены на рис. 5, для оценки КИП здесь приводится зависимость КУ синфазного равноамплитудного раскрытия. Расчетная зависимость демонстрирует КИП порядка 60% на центральных частотах и около 40% на краю диапазона. Экспериментальный макет лишь на центральных частотах приближается к расчетным значениям КИП, заметное расхождение с расчетными значениями на краях

диапазона обусловлено потерями в облучателе. Полоса рабочих частот экспериментального макета, определяемая по уровню снижения КУ на 3 дБ от максимального значения, составляет 20%.

При производстве антенн миллиметрового диапазона со ступенчатым рефлектором перспективной является применение технологии лазерной резки. В этом случае раскрыв антенны можно собрать из отдельных слоев металла одинаковой толщины, но с различной топологией, в совокупности обеспечивающими необходимую форму рефлектора. На рис. 6 приводятся сечения профиля антенны при использовании слоев с толщинами 0,5 и 1,5 мм. Использование такого подхода позволяет заметно сократить стоимость и сроки изготовления рефлектора. При этом перед разработчиками встает вопрос выбора толщины слоя и его влияния на КУ и полосовые характеристики антенны. В литературе отсутствует информация, дающая на него ответ, в связи с этим на рис. 6. приводятся результаты электродинамического моделирования КУ рефлектора с различными толщинами слоев. Используя электрически малые толщины слоев металла (0.025 и 0.05λ), при которых форма рефлектора слабо отличается от непрерывного, значения КУ оказываются близки. При увеличении толщины пластин до 1 мм (0.1λ) наблюдается снижение КУ на 0,5 дБ равномерно во всем диапазоне частот. Дальнейшее увеличение толщины слоя до 1,5 мм (0.15λ) приводит к еще большему снижению КУ. При этом заметна частотная зависимость – на низких частотах снижение составляет 1 дБ, на высоких достигает 2 дБ. На основе приведенных зависимостей можно найти хороший компромисс между электрическими характеристиками и стоимостью изготовления антенны.

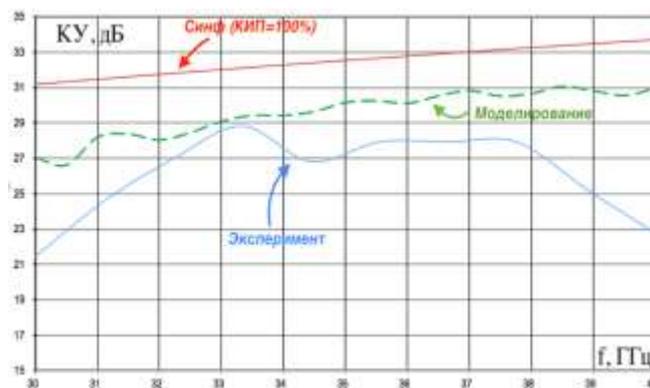


Рис. 5. Зависимость КУ сравнение эксперимента и теории

могут успешно конкурировать с традиционными решениями, используемыми для решения этих задач.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Sugak M.I., Ballandovich S.V., Kostikov G.A., Antonov Y.G. and Liubina L.M. "K-band slot reflectarray antennas" // 2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus), Moscow, 2018, pp. 516-520.
- [2] Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Костиков Г.А., Кузиков А.А., Сугак М.И., Любина Л.М. Отражательная антенная решётка мм-диапазона, выполненная с применением технологии 3D печати // Всероссийская конференция «Электроника и микроэлектроника СВЧ». СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2018. С.21-26.
- [3] Антонов Ю.Г., Балландович С.В., Костиков Г.А., Сугак М.И. Характеристики плоских отражательных антенных решеток, выполненных на основе фрезерованных композитных панелей // Антенны. No10. 2010. С. 5-10.
- [4] H. Yi, S. W. Qu, K. B. Ng, C. H. Chan and X. Bai, "3-D Printed Millimeter-Wave and Terahertz Lenses with Fixed and Frequency Scanned Beam," // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 64, no. 2, pp. 442-449, Feb. 2016.

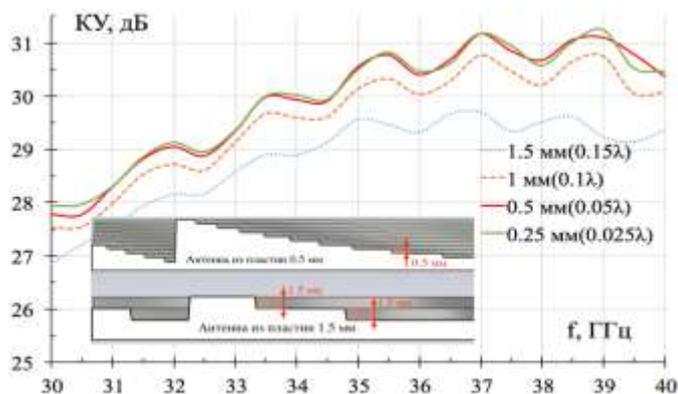


Рис. 6. Зависимости КУ четырех рефлекторов, отличающихся толщиной пластины металла, взятого для изготовления (высотой ступеньки)

Приведенное в работе исследование и анализ технологических аспектов демонстрируют перспективность применения антенн со ступенчатым рефлектором в миллиметровом диапазоне, в том числе и для систем связи пятого поколения. По стоимостным, электрическим и конструктивным характеристикам они

Методика определения угла изопланатизма многосопряженной адаптивной системы

А. С. Кошкар

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
Санкт-Петербург
vka@mil.ru

Аннотация. В работе рассмотрен подход к определению исправленного угла изопланатизма оптико-электронной системы с многосопряженной адаптивной системой в зависимости от используемой модели высотного профиля атмосферной турбулентности.

Ключевые слова: адаптивная оптика; многосопряженная адаптивная оптика; угол изопланатизма

I. ПРОБЛЕМА АНИЗОПЛАНАТИЗМА В АСТРОНОМИЧЕСКИХ МНОГОСОПРЯЖЕННЫХ АДАПТИВНЫХ СИСТЕМАХ

В настоящее время системы адаптивной оптики (АО) с дополнительной системой формирования искусственного источника опорной волны становятся неотъемлемым инструментом наземных астрономических телескопов класса средних и крупных. В качестве опорного источника в адаптивных оптических системах все чаще в качестве опорных источников используются лазерные звезды. Одной из важнейших характеристик при этом является размер зоны изопланатизма, определяющий допустимый диапазон угловых расстояний наблюдаемого объекта и опорной лазерной звезды. При этом даже при использовании нескольких лазерных опорных звезд существует проблема покрытия небесной сферы, решение которой подразумевает увеличение поля зрения оптико-электронной системы, которое составляет всего несколько угловых секунд для видимого диапазона длин волн. Одним из возможных вариантов развития адаптивных оптических систем является использование нескольких деформируемых зеркал, каждое из которых оптически сопряжено с атмосферным турбулентным слоем, находящимся на фиксированном расстоянии от входной апертуры телескопа. Такая конфигурация адаптивной оптической системы позволяет увеличить угловое поле зрения оптико-электронной системы, т.е. решить одну из главных проблем адаптивных оптических систем – малый угол изопланатизма.

Многосопряженная адаптивная оптика [1] нацелена на расширение поля зрения оптической системы и коррекцию атмосферной турбулентности, используя множество опорных источников, окружающих наблюдаемую цель. Свет опорных источников, анализируется с помощью датчиков волнового фронта, сигналы которых используются для восстановления профиля атмосферной

турбулентности на разных высотах. В последние годы были выделено два основных подхода реализации многосопряженных систем:

- атмосферная томография (называемая в иностранной литературе «глобальной реконструкцией»);
- слоисто-ориентированная схема.

Рассмотрим Колмогоровскую турбулентность при которой структурная функция фазы $D_\phi(\rho)$ для двух точек изображения x_1 и x_2 для направления в зенит [2, 3] (рис. 1)

$$D_\phi(\rho) = 2,91k^2\rho^{\frac{5}{3}}\int_0^\infty C_n^2(h)dh \quad (1)$$

где $k=2\pi/\lambda$, λ это длина волны оптического излучения, h – высота над поверхностью земли, $\rho=|x_1-x_2|$.

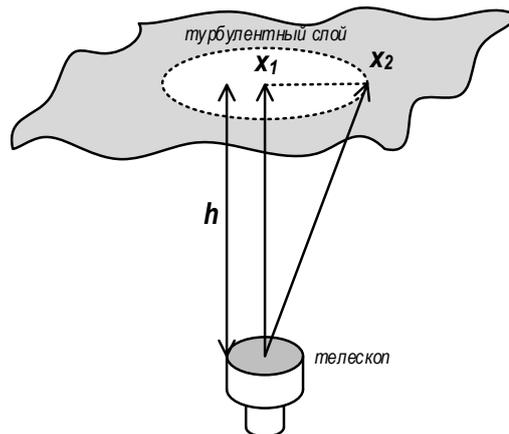


Рис. 1. К определению зоны изопланатизма при использовании высотной независимой модели структурной функции показателя преломления C_n^2 .

Для рассмотренной на рисунке схемы атмосферных искажений все эффекты искажений фазы считаются сконцентрированными в тонком фазовом экране на высоте h . Угол изопланатизма в этом случае определяется отношением [2, 3]:

$$\Omega \approx 0,62 \frac{r_0}{h} \quad (2)$$

где r_0 – радиус когерентности атмосферы

$$r_0 = \left[0,423k^2 \int_0^\infty C_n^2(h) dh \right]^{-3/5} \quad (3)$$

II. РАСЧЕТ ИСПРАВЛЕННОГО ПОЛЯ ЗРЕНИЯ МНОГОСОПРЯЖЕННОЙ АДАПТИВНОЙ СИСТЕМЫ

По аналогии с выражением (2) размер изопланатичной области для уточненной модели наблюдения

$$\Omega \approx 0,62 \frac{r_0}{\bar{h}} \quad (4)$$

где \bar{h} – усредненная наблюдаемого слоя:

$$\bar{h} = \frac{\int_0^\infty h^{6/5} C_n^2(h) dh}{\int_0^\infty C_n^2(h) dh}.$$

В [1] предложена плоскостойкая атмосферную модель наблюдения из N равномерных слоев наблюдения толщиной h_i и определен частичный радиус когерентности r_0 для каждого слоя как

$$r_i = \left[0,423k^2 \int_{h_i} C_n^2(h) dh \right]^{-3/5}, \quad i = 1, \dots, N, \quad (5)$$

Подставим полученное выражение для расчета радиуса когерентности одного слоя (5) в общее выражение (3):

$$r_0^{-5/3} = \sum_i^N r_i^{-5/3} \quad (6)$$

В многослойном плоскостойком представлении величина изопланатичной области ω будет определяться максимальным боковым смещением лучей при их прохождении через слой турбулентности h_i . Для каждого из слоев смещение будет определяться как $\pm \omega_i h_i / 4$, где ω_i это изопланатичная область i -го слоя. Для модели с одним турбулентным слоем величина смещения будет определяться выражением (4), поэтому можно записать

$$\frac{\omega_i h_i}{4} = 0,62 r_i N^{-3/5}. \quad (7)$$

Пользуясь выражением (7) и принимая значение $C_n^2 = 2 \times 10^{-17} \text{ м}^{-2/3}$ постоянным для высот до 10 км и выше равным 0 в [1, 4] рассчитано увеличение скомпенсированного поля зрения в диаметре в $2N$ и по площади $4N^2$. Однако высотный профиль турбулентности $C_n^2(h)$ на самом деле является комплексной функцией

зависящей от высоты и места расположения телескопа. Пользуясь выражением (7) определим толщину каждого турбулентного слоя как

$$h_i = \frac{4}{\omega_i} 0,62 r_i N^{-3/5}.$$

Будем считать ω_i равным для всех выделенным нами турбулентных слоев i ($i=1, \dots, N$), тогда

$$\sum_{i=1}^N h_i^{-5/3} = (4 \times 0,62)^{-5/3} N \omega_i^{-5/3} r_0^{-5/3}$$

Подставим полученный результат в выражение (4)

$$\sum_{i=1}^N h_i^{-5/3} = 4^{-5/3} N \left(\frac{\omega_i}{\Omega \bar{h}} \right)^{-5/3},$$

тогда $\omega_i^{5/3} = 4^{5/3} N^{-1} (\Omega \bar{h})^{5/3} \sum_{i=1}^N h_i^{-5/3}$, отсюда получаем размер скомпенсированного поля зрения телескопа с многосопряженной адаптивной оптической системой:

$$\omega_i = 4 N^{-3/5} \bar{h} \left(\sum_{i=1}^N h_i^{-5/3} \right)^{3/5} \Omega \quad (8)$$

Таким образом, выигрыш в размере области изопланатизма в случае использования модели высотной зависимости структурной функции показателя преломления C_n^2 составляет

$$16 \left[\frac{\sum_{i=1}^N (\bar{h}/h_i)^{5/3}}{N} \right]^{6/5} \quad (9)$$

С использованием выражения (9) возможно оценить возможности по увеличению зоны изопланатизма в зависимости от предполагаемого количества корректоров N и модели высотного профиля турбулентности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Beckers J.M., "Increasing the size of the isoplanatic patch with multi conjugate adaptive optics" // Very large telescopes and their instrumentation, ESO conference and workshop proceedings, vol. 2, 1988, pp. 693-703.
- [2] Hardy J.W., Adaptive Optics for Astronomical Telescopes. New York: Oxford Univ. Press, 1998 428 p.
- [3] Канев Ф.Ю., Лукин В.П. Адаптивная оптика. Численные методы и экспериментальные исследования. Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2005. 250 с.
- [4] Beland R.R. Propagation through Atmospheric Optical Turbulence // The Infrared and Electro-Optical Systems Handbook. 1993. № 2. p.125-127.

Добротность электрически малой вибраторной антенны в магнитоэлектрической оболочке

М. И. Сугак¹, Ю. Г. Антонов²

Санкт-Петербургский государственный университет

¹sugakmi@yandex.ru, ²yuryant@yandex.ru

Abstract. In this article a closed-form expression for a quality factor of an electrically small dipole antenna covered by a layer of magneto dielectric is deduced. If relative permittivity and relative permeability are both equal to one, the expression becomes acquainted.

Keywords: quality factor; electrically small dipole antenna covered by a layer of magneto dielectric

I. ВВЕДЕНИЕ

Хорошо известна формула для расчета добротности электрически короткой симметричной вибраторной антенны (СВА), дающая вполне удовлетворительную для практики точность при $kl \ll 1$, $kl \gg ka$ [1]:

$$Q(kl, ka) = \frac{6}{(kl)^3} \left(\ln \left(\frac{kl}{ka} \right) - 1 \right), \quad (1)$$

где: kl – электрическая длина плеча, ka – электрический радиус СВА. Для оценки характеристик электрически малых антенн, предназначенных для работы в составе мобильных телекоммуникационных систем, представляет интерес обобщение этой формулы на случай наличия у СВА магнитоэлектрической оболочки.

Для получения этого выражения будем исходить из известной математической модели СВА в тонкой оболочке с характеристиками магнитоэлектрика, основанной на формулировке интегрального уравнения относительно тока в проводнике [2]. В этой работе на основе однодогового приближения получено компактное выражение, связывающее входное сопротивление СВА с оболочкой с входным сопротивлением той же антенны без покрытия и добавки, отвечающей за толщину и электрические параметры материала оболочки (ее диэлектрическую и магнитную проницаемость):

$$Z_{in} = Z_a + \frac{iZ_0kl}{2\pi \sin^2(kl)} \ln \left(\frac{b}{a} \right) \left(\left(1 + \frac{\sin(2kl)}{2kl} \right) \left(\frac{\epsilon_r - 1}{\epsilon_r} \right) + \left(1 - \frac{\sin(2kl)}{2kl} \right) (\mu_r - 1) \right). \quad (2)$$

Здесь Z_{in} – входное сопротивление СВА с оболочкой, Z_a – входное сопротивление СВА без оболочки, Z_0 – импеданс свободного пространства, ϵ_r, μ_r –

диэлектрическая и магнитная проницаемость оболочки, b – внешний радиус антенны (внешний радиус магнитоэлектрического слоя), a – внутренний радиус (радиус металлического проводника). При отсутствии электрических и магнитных потерь из (2) следует, что оболочка оказывает влияние только на мнимую часть входного сопротивления антенны и вносит в него добавку в виде слагаемого, зависящего от геометрии СВА и электрических параметров оболочки. Для оценки добротности воспользуемся известным соотношением, справедливым для электрически малых СВА:

$$Q \approx \frac{|X_{in}|}{R_{in}}. \quad (3)$$

Выражение справедливо при условии $|X_{in}| \gg R_{in}$, где $Z_{in} = R_{in} + iX_{in}$ – входной импеданс антенны и вытекает из более общей формулировки. Для тонких электрически малых СВА без покрытия входной импеданс, в свою очередь, хорошо аппроксимируется формулой:

$$Z_a \approx 20(kl)^2 - i\rho \operatorname{ctg}(kl), \quad \rho = 120 \left(\ln \left(\frac{l}{a} \right) - 1 \right). \quad (4)$$

С целью получения лаконичной формулы для импеданса короткой СВА в оболочке из выражения (2) с учетом (4), воспользуемся разложением тригонометрических функций в ряд, справедливым для малых kl :

$$\operatorname{ctg}(kl) \approx \frac{1}{kl} \dots, \quad \sin(2kl) \approx 2kl - \frac{(2kl)^3}{6} \dots$$

Пренебрегая членами высокого порядка малости и, учитывая возможный комплексный характер проницаемостей оболочек, описывающий магнитоэлектрические потери, из (2) и (4) получим:

$$Z_{in} \approx 20(kl)^2 + \frac{120}{kl} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\varepsilon_r''}{|\varepsilon_r|^2} + \frac{(kl)^2}{3} \mu_r'' \right) - i \frac{120}{kl} \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left(1 - \frac{\varepsilon_r'}{|\varepsilon_r|^2} + \frac{(kl)^2}{3} (\mu_r' - 1) \right) \right). \quad (5)$$

Здесь приняты обозначения: $\varepsilon_r = \varepsilon_r' - i\varepsilon_r''$, $\mu_r = \mu_r' - i\mu_r''$. Из выражений (5) и (3) вытекает искомое соотношение для добротности короткой антенны, покрытой слоем магнетодиелектрика с потерями:

$$Q \approx 6 \frac{\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left(1 - \frac{\varepsilon_r'}{|\varepsilon_r|^2} + \frac{(kl)^2}{3} (\mu_r' - 1) \right)}{(kl)^3 + 6 \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\varepsilon_r''}{|\varepsilon_r|^2} + \frac{(kl)^2}{3} \mu_r'' \right)}. \quad (6)$$

В частном случае отсутствия потерь ($\varepsilon_r'' = 0$, $\mu_r'' = 0$) из формулы (6) следует:

$$Q \approx \frac{6}{(kl)^3} \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \ln\left(\frac{b}{a}\right) \left(\frac{\varepsilon_r' - 1}{\varepsilon_r'} + \frac{(kl)^2}{3} (\mu_r' - 1) \right) \right). \quad (7)$$

Отметим, что при приписывании параметрам оболочки свойств окружающей среды выражение (7) переходит в известное (1). Применение соотношений (6) и (7) для добротности носит ограниченный характер, они справедливы только при условии $|X_{in}| \gg R_{in}$, $kl \ll 1$, $kl \gg ka$. В противном случае необходимо пользоваться более общим выражением.

Рассмотрим частный случай чисто диэлектрической оболочки без потерь, т.е. положим в выражениях (5) и (7): $\mu_r = 1$, $\varepsilon_r \neq 1$, $\varepsilon_r'' = 0$, $kl \ll 1$, в результате получим:

$$Z_{in} \approx 20(kl)^2 - i \frac{120}{kl} \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \ln\left(\frac{b}{a}\right) \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r} \right). \quad (8)$$

Наличие оболочки в этом случае приводит к некоторой компенсации собственной емкостной реактивности на величину:

$$\Delta X = i \frac{120}{kl} \ln\left(\frac{b}{a}\right) \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r}.$$

Причем, наличие диэлектрической оболочки приводит к уменьшению эквивалентного волнового сопротивления СВА, т.е. увеличению эквивалентного радиуса СВА и, следовательно, к уменьшению добротности. Действительно, из формулы (8) в этом случае следует соотношение для добротности СВА в диэлектрической оболочке:

$$Q \approx \frac{6}{(kl)^3} \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 - \ln\left(\frac{b}{a}\right) \frac{\varepsilon_r - 1}{\varepsilon_r} \right). \quad (9)$$

Очевидно, что при $\varepsilon_r \rightarrow 1$ получаем предельный переход в сторону добротности СВА без оболочки (формула (1)). Заметим, что увеличение относительной диэлектрической проницаемости, как способ понижения добротности короткой СВА носит весьма ограниченный характер: даже применение материалов с очень высоким значением ε_r показывает, что в лучшем случае удается получить максимальное значение эквивалентного радиуса СВА, равное внешнему радиусу диэлектрической оболочки b . Это следует из формулы (9) в результате предельного перехода $\varepsilon_r \rightarrow \infty$:

$$Q \approx \frac{6}{(kl)^3} \left(\ln\left(\frac{l}{b}\right) - 1 \right).$$

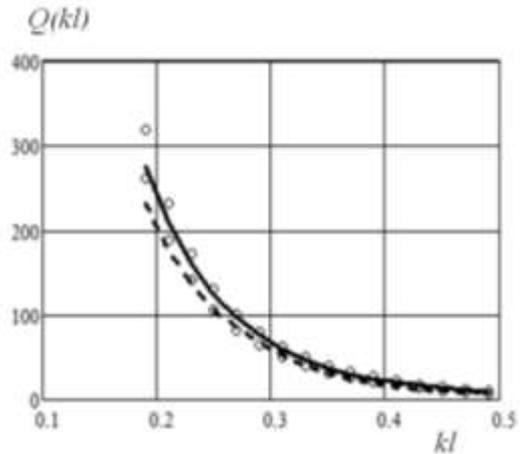


Рис. 1. Частотная зависимость добротности ЭМА

Расчетная зависимость добротности СВА от kl приведена на рис. 1. Здесь сплошной линией приведена добротность для обычной СВА, пунктирной – для СВА с диэлектрической оболочкой (относительная диэлектрическая проницаемость равна 3). Квадратиками и кружочками отмечены результаты расчета добротности средствами пакета «CST Studio».

Для другого крайнего случая оболочки с чисто магнитными свойствами, (при этом имеем: $\varepsilon_r = 1$ и $\mu_r > 1$) из выражения (5) получим:

$$Z_{in} \approx 20(kl)^2 - i \frac{120}{kl} \left(\ln\left(\frac{l}{a}\right) - 1 \right) + i 40kl \ln\left(\frac{b}{a}\right) (\mu_r - 1). \quad (10)$$

Величину $\Delta X = i 40 \ln\left(\frac{b}{a}\right) (\mu_r - 1)$ можно трактовать как погонное индуктивное сопротивление, т.е. сопротивление, приходящееся на единицу электрической длины с размерностью [Ом/рад.]. Значительное увеличение μ_r по отношению к $\mu_r = 1$ вполне оправдано в целях

оказания влияния на естественный характер изменения частотной зависимости мнимой части импеданса СВА.

Как видно из формулы (10), магнитная оболочка вносит последовательную индуктивность в эквивалентную схему короткой СВА и, при условии:

$$\mu_r = 1 + \frac{3 \left(\ln \left(\frac{l}{a} \right) - 1 \right)}{(kl)^2 \ln \left(\frac{b}{a} \right)}$$

может полностью компенсировать емкостную часть входного сопротивления СВА.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Small Antennas: Miniaturisation Techniques & Application. J.L.Volakis, C. Chen, K. Fujimoto. Mc Graw Hill, New York.
- [2] Jim P.Y. Lee, Keith G. Balmain. Wire antennas coated with magnetically and electrically lossy material. Radio Science. 1979, May-June, vol.14, №3, pp. 437-445.

О взаимности последовательной и лестничной цепей RC для задач синтеза и моделирования

В. М. Москалев¹, Т. О. Мысливцев², В. Н. Цыкунов³
Военно-космическая академия имени А. Ф. Можайского
¹victorious1@bmail.ru, ²tim33@list.ru, ³doz5@yandex.ru

Abstract. The report is devoted to the question of equivalence and reciprocity of sequential and ladder RC circuits. The problem arises in the problems of synthesis and modeling of electronic devices. The conditions of equivalence of the considered chains are formulated. The corresponding formulas of transition from one chain to another are found, the equations of connection between parameters of chains are received. An example of using the method is considered. The results and conclusions can be useful to interested developers.

Keywords: electrical circuit; RC circuit; multilink sequential and ladder circuits; the equivalent circuits from an input; operational impedance; substitution circuit; accordance equation; algorithm and formulae the transition

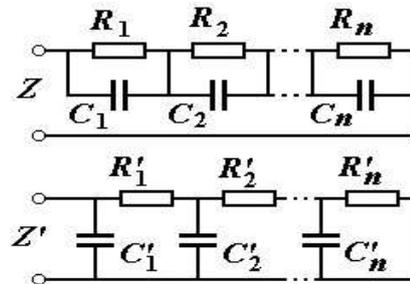


Рис. 1. Схемы сравниваемых двухполюсников

I. ВВЕДЕНИЕ

Правомерен вопрос о сравнении и эквивалентности цепей, представлены на рис. 1. Такие RC цепи возникают в задачах синтеза и моделирования радиоэлектронных устройств [1–3]. Разработчиков интересует также вопрос их взаимного замещения. Первую схему (рис. 1) называют многозвенной последовательной, вторую – лестничной. *Критерием* эквивалентности выберем равенство их входных операторных сопротивлений: $Z(p) = Z'(p)$. Он апробирован исследованием схем, реализующих заданную входную функцию по Фостеру (первая) и Кауэру [1–2]. Однако их взаимное соответствие не очевидно, потому что тасовка звеньев в последовательной цепи не меняет ее входного сопротивления, чего нельзя сказать про лестничную цепь.

II. ФОРМУЛЫ ВЗАИМНОГО ПЕРЕХОДА

Необходимым условием эквивалентности рассматриваемых цепей следует принять равенство числа и тождественность характера их реактивностей, в данном случае – емкостных. Отсюда вытекает, в частности, равенство числа звеньев в этих схемах. Однако здесь надо отметить одну особенность этого условия.

Если любые два звена первой цепи характеризуются одной и той же постоянной времени $\tau = RC$, то они вместе эквивалентны одному звену с той же постоянной. Действительно, два таких звена, включенные последовательно, образуют уравновешенный мост, который, как нетрудно показать, эквивалентен одному звену с той же постоянной времени. Обратное, любое звено первой цепи можно представить сколь угодно большим числом звеньев с одинаковыми постоянными τ . Например:

звено с параметрами $RC = \tau$ можно заместить двумя последовательно включенными звеньями с параметрами $R^{(1)}C^{(1)} = \tau$ и $R^{(2)}C^{(2)} = \tau$ такими, что $R^{(1)} + R^{(2)} = R$ и $C^{(i)} = \tau/R^{(i)}$.

Таким образом, принимая, как данность, равенство числа звеньев первой и второй цепей, надо потребовать, чтобы звенья последовательной цепи имели разные постоянные времени.

Любопытно, что такое ограничение может оказаться излишним. В самом деле, если в первой цепи появляется звено с повторяющимся значением постоянной времени, то во второй цепи в конце «лестницы» одновременно возникает вырожденное звено с $R'_n = 0$ и $C'_n = \infty$. То есть, число звеньев в обеих схемах в любом случае будет одним и тем же.

Прежде чем применить выбранный выше критерий, запишем общие соотношения эквивалентности, вытекающие из рассмотрения самих цепей (рис. 1).

Из равенства входных сопротивлений и наличия гальванической связи в цепи получим

$$R_1 + R_2 + \dots + R_n = R'_1 + R'_2 + \dots + R'_n. \quad (1)$$

Из равенства электрических зарядов в цепях (опять же на постоянном токе) найдем

$$R_1 C_1 + R_2 C_2 + \dots + R_n C_n = R'_n C'_n + (R'_n + R'_{n-1}) C'_{n-1} + \dots + (R'_n + R'_{n-1} + \dots + R'_1) C'_1. \quad (2)$$

И, наконец, равенство входных сопротивлений на безгранично большой частоте дает

$$\frac{1}{C'_1} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \dots + \frac{1}{C_n}. \quad (3)$$

Общие соотношения (1–3) полезны как для дополнения, так и проверки основных выводов.

Запишем критерий эквивалентности $Z = Z'$ в явном виде [2]:

$$\begin{aligned} \frac{R_1}{1 + pR_1C_1} + \frac{R_2}{1 + pR_2C_2} + \dots + \frac{R_n}{1 + pR_nC_n} = \\ = \frac{1}{pC'_1 + \frac{1}{R'_1 + \frac{1}{pC'_2 + \frac{1}{R'_2 + \dots + \frac{1}{R'_n}}}}} \end{aligned} \quad (4)$$

Дальнейший ход исследования можно определить следующим образом. Для перехода от первой цепи ко второй представим левую часть равенства (4) отношением двух многочленов от переменной p . Разлагая эту рациональную функцию в непрерывную дробь, устанавливаем искомые формулы перехода.

Переходя от второй цепи к первой заменяем цепную дробь (справа) частным двух многочленов, которое затем разлагаем на простые дроби. В ходе преобразований находим выражения параметров последовательной схемы через параметры лестничной схемы. Существование и единственность полученных формул подтверждают факт эквивалентности рассматриваемых цепей.

Громоздкость выкладок лавинообразно нарастает с ростом числа звеньев. Поэтому для иллюстрации метода ограничимся сравнением двухзвенных цепей ($n = 2$).

1. Переход от последовательной к лестничной цепи.

Имеем:

$$Z = \frac{1}{pC_1 + \frac{1}{R_1}} + \frac{1}{pC_2 + \frac{1}{R_2}} = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2) p + R_1 + R_2}{C_1 R_1 C_2 R_2 p^2 + (C_1 R_1 + C_2 R_2) p + 1}$$

Следуя алгоритму Евклида [1,4], разлагаем дробно-рациональное выражение в конечную цепную дробь. Для этого последовательно делим многочлен-знаменатель на многочлен-числитель, многочлен-числитель на остаток от первого деления и т.д. В случае $n = 2$ процесс завершается на 3-м шаге:

$$Z = \frac{1}{pC'_1 + \frac{1}{R'_1 + \frac{1}{pC'_2 + \frac{1}{R'_2}}}}$$

Здесь

$$C'_1 = \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2}; \quad R'_1 = \frac{R_1 R_2 (C_1 + C_2)^2}{C_1^2 R_1 + C_2^2 R_2};$$

$$C'_2 = \frac{(C_1^2 R_1 + C_2^2 R_2)^2}{(C_1 + C_2)(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2}; \quad R'_2 = \frac{(C_1 R_1 - C_2 R_2)^2}{C_1^2 R_1 + C_2^2 R_2}.$$

Согласно (4) найденные формулы определяют параметры второй цепи через параметры первой, устанавливая тем самым существование и единственность соответствия между ними. Правильность результатов легко проверяется с помощью независимых уравнений (1–3).

2. Переход от лестничной к последовательной цепи.

Обращение формул, найденных в предыдущем пункте возможно, но в общем случае довольно громоздко. Более того, оно не однозначно, так как содержит несколько

ветвей (в данном случае – две). Неоднозначность отражает возможность перестановки звеньев в последовательной цепи. Поэтому далее пойдём по намеченному ранее пути:

$$Z' = \frac{1}{pC_1 + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{pC_2 + \frac{1}{R_2}}}} = \frac{R_1' C_2' R_2' p + R_1' + R_2'}{C_1' C_2' R_1' R_2' p^2 + [(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2'] p + 1}.$$

Корни знаменателя суть

$$p_{1,2} = -\frac{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' \pm \alpha}{2C_1' C_2' R_1' R_2'},$$

где

$$\alpha = \sqrt{(C_1' R_1' - C_2' R_2')^2 + C_1' R_2' \cdot \left[\begin{array}{l} (R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' \\ + C_1' R_1' + C_2' R_2' \end{array} \right]}.$$

Можно показать, что эти корни вещественны, различны и отрицательны. Следовательно,

$$Z' = \frac{R_1' C_2' R_2' p + R_1' + R_2'}{C_1' C_2' R_1' R_2' \cdot (p - p_1)(p - p_2)} = \frac{R_1' C_2' R_2'}{\alpha} \cdot \frac{\alpha + (R_1' + R_2') C_1' - C_2' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' - \alpha} + \frac{p \frac{2C_1' C_2' R_1' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' - \alpha} + 1}{p \frac{2C_1' C_2' R_1' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' - \alpha} + 1} + \frac{R_1' C_2' R_2'}{\alpha} \cdot \frac{\alpha - (R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' + \alpha} + \frac{p \frac{2C_1' C_2' R_1' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' + \alpha} + 1}{p \frac{2C_1' C_2' R_1' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' + \alpha} + 1}.$$

Сравнивая эту сумму простейших с аналогичной суммой для Z , получаем

$$C_{1,2} = \frac{2C_1' \alpha}{\alpha \mp [(R_1' + R_2') C_1' - C_2' R_2']};$$

$$R_{1,2} = \frac{2C_1' C_2' R_1' R_2'}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' \pm \alpha} \cdot \frac{1}{C_{1,2}} = \frac{R_1' C_2' R_2'}{\alpha} \cdot \frac{\alpha \mp [(R_1' + R_2') C_1' - C_2' R_2']}{(R_1' + R_2') C_1' + C_2' R_2' \pm \alpha}.$$

Результат подтверждается соотношениями (1–3).

Примеры. 1) $R_1 = 1$ кОм; $R_2 = 2$ кОм; $C_1 = 1$ мкФ; $C_2 = 2$ мкФ;

$$Z = \frac{6p + 3 \cdot 10^3}{4 \cdot 10^{-6} p^2 + 5 \cdot 10^{-3} p + 1};$$

$R_1' = 2$ кОм; $R_2' = 1$ кОм; $C_1' = 2/3$ мкФ; $C_2' = 3$ мкФ.

Примечание к расчету полюсов рациональной функции: $\alpha = 0,003$ с; $p_1 = -1000$ с⁻¹; $p_2 = -250$ с⁻¹.

2) $R_1 = 1$ кОм; $R_2 = 2$ кОм; $C_1 = 1$ мкФ; $C_2 = 0,5$ мкФ;

$$Z = \frac{3p + 3 \cdot 10^3}{1 \cdot 10^{-6} p^2 + 2 \cdot 10^{-3} p + 1} = \frac{3 \cdot (p + 1000)}{1 \cdot 10^{-6} \cdot (p + 1000)^2};$$

$R_1' = 3$ кОм; $R_2' = 0$; $C_1' = 1/3$ мкФ; $C_2' = \infty$.

III. ВЫВОДЫ

Между эквивалентными по входу последовательной и лестничной RC цепями имеют место соотношения взаимности, позволяющие замещать при необходимости одну цепь другою. Если число звеньев превышает 3–4, то задачу замещения следует решать численно, используя для проверки независимые уравнения (1–3).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Электрические цепи / 9-е изд., перераб. и доп. М.: «Высшая школа», 1996. 638 с.
- [2] Вепринцев В.И. Основы теории цепей. Версия 1.0 [Электронный ресурс]: конспект лекций / В.И. Вепринцев, Г.К. Былкова, В.В. Тюрнев, А.В. Изотов, Ю.П. Саломатов, А.А. Лексиков, Б.А. Беляев, А.М. Сержантов. Красноярск: ИПК СФУ, 2008. 452 с.
- [3] Вяхирев В. Измерение тепловых характеристик полупроводниковых электронных компонентов // Технологии в электронной промышленности. 2013. № 3. С. 90–92.
- [4] Джоунс У., Трон В. Непрерывные дроби. Аналитическая теория и приложения / Пер. с англ. М.: Мир, 1985. 414 с.

Методы и инструменты синтеза диаграмм направленности малоэлементных ФАР

С. В. Кузьмин¹, К. О. Коровин², А. Н. Космынин³

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
¹sergey-v-kuzmin@yandex.ru, ²konstkor@mail.ru, ³a.n.kosmynin@ya.ru

Abstract. Synthesis of radiation pattern of antenna arrays remains of immediate interest, as application domains of antenna arrays are growing, the solution of the problem of adaptation of radio system to various working conditions is even more often required, news complex systems combining communication and radars appear, while modern and perspective hardware components allow to perform flexible and intellectual control of both the direction, and shape of antenna array radiation pattern. Two synthesis methods of the antenna array amplitude-phase distribution are considered and the tool for implementation of the methods is proposed in the article.

Keywords: *phased array antenna; antenna synthesis; smart antennas; genetic algorithm*

Такой инструмент, как антенная решётка с возможностью управления амплитудой и фазой или задержкой в каналах (ФАР, АФАР, ЦАФАР или гибридные схемы) позволяет синтезировать ДН заданной формы. Для этого нужно найти амплитудно-фазовое распределение (АФР) в каналах. Фазовое распределение можно пересчитать в соответствующие задержки сигнала, если в системе используются не фазовращатели, а аналоговые или, что чаще, цифровые линии задержки.

В реальной системе с ФАР, уже практически всегда, применяются различные методы адаптации, и непосредственная информация об АФР становится не столь актуальной. Кроме того, каждая конкретная реализация ФАР, особенно малоэлементной, требует настройки и калибровки [1]. Но для моделирования систем и ускорения работы алгоритмов адаптации задача нахождения АФР остаётся актуальной (см., например, [2]), а развитие элементной базы и переход к цифровым ФАР позволяет решать задачу синтеза ДН прямо в аппаратуре в масштабе реального времени. Далее будут рассматриваться особенности и практические аспекты синтеза ДН малоэлементных линейных эквидистантных ФАР и опираться мы будем на публикации [3-7].

Не всегда мы обладаем ФАР, состоящей из сотен или тысяч элементарных излучателей. Такие инструменты дороги и, зачастую, избыточны. Кроме того, пока трудно говорить о большом количестве цифровых каналов, хотя ЦАФАР и является наиболее гибким и перспективным исполнением. Существуют массо-габаритные ограничения – не всякий беспилотный аппарат может нести на борту многоэлементную ФАР. Поэтому мы будем рассматривать

ФАР с количеством элементов не более 16. При этом стремятся не только использовать весь потенциал решётки, но и максимизировать коэффициент усиления. Для чего увеличивают расстояние между элементами, которые сами могут быть подрешётками, что приводит к формированию интерференционных максимумов, влияние которых компенсируют при помощи суженной ДН излучателя, несомненно, в ущерб сектору сканирования. И, тем не менее, хочется точнее определить, на какие компромиссы можно пойти при формировании заданной ДН и какие требования это предъявит к аппаратуре.

Существуют два основных вида алгоритмов поиска необходимого АФР для синтеза ДН заданной формы – оптимизационные и прямые. Оптимизационные методы приближают ДН к заданной итерационно. Прямые методы позволяют найти АФР в результате решения уравнения. К сожалению, оба подхода имеют ряд многократно описанных в литературе недостатков и не позволяют сформулировать единую методику поиска АФР. В данной работе приведены результаты практического применения оптимизационного алгоритма на основе генетического алгоритма из [3] и развит подход, предложенный в [4] и [5].

Перед тем как описать особенности применения указанных алгоритмов отметим, что использование радиотехнических методов, хорошо описанное в [6] и [7], а именно аппарата рядов Фурье, не позволяет решать задачи синтеза, поскольку в результате обратного преобразования существенные для формирования ДН значения АФР получаются в узлах, которые выходят за границы антенной решётки. А вот для решения задачи анализа ряд Фурье подходит с двух точек зрения. Во-первых, поскольку множитель решётки является преобразованием Фурье, то мы можем существенно ускорить вычисление ДН по известному АФР за счёт применения алгоритма БПФ. Во-вторых, при наличии дифракционных максимумов, синтез осуществляется только в той области, в которой существует ряд Фурье. ДН вне этой области повторяет структуру основной ДН и, в основном, определяется ДН излучателя.

Первое обстоятельство, использование БПФ, существенно ускоряет применение оптимизационных методов. В частности, именно так формируются ДН на каждой итерации в алгоритме из [3]. Особенностью было

то, что приведённый в [3] алгоритм не учитывал длину волны и шаг решётки, поэтому в него был добавлен соответствующий масштабный сдвиг по углу:

$$\sin \vartheta_s = \frac{\lambda * (1-u)}{f_s * d} - \frac{\lambda * (1-u_{cp})}{f_s * d},$$

где ϑ_s – угловая координата, зависящая от длины волны λ и шага решётки d ; f_s – частота дискретизации; $u = 1, 2, 3 \dots f_s$ – обобщённая координата.

Ряд особенностей был выявлен при написании программы по алгоритму, рекомендованному в [4], несомненным достоинством которого является приведённая на стр. 44 процедура, указывающая на то, что нужно вычитать именно коэффициенты разложения, а не диаграммы направленности. Но, к сожалению, при малом количестве излучателей и расстоянии между ними, когда начинают появляться дифракционные максимумы алгоритм работал неудовлетворительно. Поэтому было введено дополнение – пределы интегрирования брались из ДН, полученной методом БПФ. Стоит отметить, что алгоритм из [4] имеет несколько большую функциональность, чем заявлено в названии – он позволяет установить любое значение ДН, а не только сформировать ноль. Для этого нужно брать соответствующий уровень вспомогательной ДН, который после вычитания из основной ДН, даст желаемое значение. Последовательное, многократное, применение усовершенствованного алгоритма позволяет не только формировать несколько нулей, но и синтезировать требуемую ДН, превращая алгоритм в оптимизационный.

Видится, что последовательное применение оптимизационного алгоритма и нескольких итераций усовершенствованного прямого алгоритма приведут к лучшим результатам по скорости получения заданной ДН. В таком случае, полученная в ходе работы оптимизационного алгоритма, ДН становится исходной для прямого и может быть отредактирована.

Приведём примеры работы алгоритмов синтеза. Для этого рассмотрим линейную эквидистантную решётку из 16 излучателей, расположенных на расстоянии 72.0 мм при рабочей частоте 5.5 ГГц.

На рис. 1 показаны сходимость генетического алгоритма, АФР, огибающая (косеканс), полученная ДН (БПФ) и время работы алгоритма на персональном компьютере. На рис. 2 представлена ДН, полученная методом суммирования с учётом полученного АФР. ДН излучателя существенно снизит дифракционные максимумы.

Теперь, полученное АФР, сохраним как исходное и воспользуемся два раза усовершенствованным прямым алгоритмом. В первый раз изменим значение на 10 градусов с минус 14 дБ на минус 9 дБ. Результат приведён на рис. 3.

Во второй раз получим глубокий ноль в направлении – 7.4 градуса, что представлено на рис. 4. На рис. 5 показано итоговое АФР.

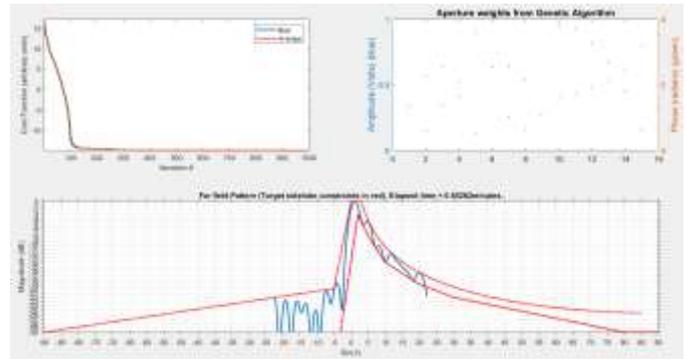


Рис. 1. Результаты работы оптимизационного алгоритма

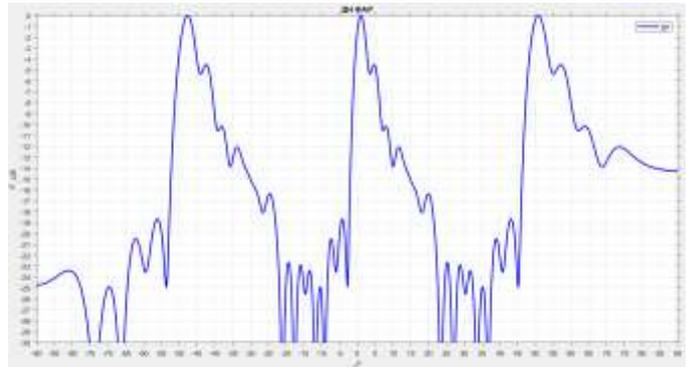


Рис. 2. ДН антенны при суммировании полей излучателей

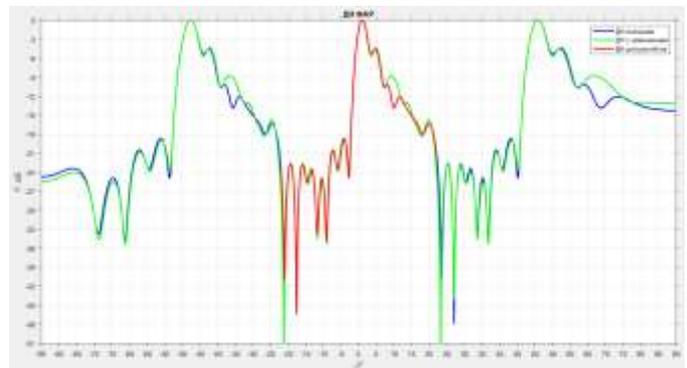


Рис. 3. Применение усовершенствованного прямого алгоритма (первая итерация)

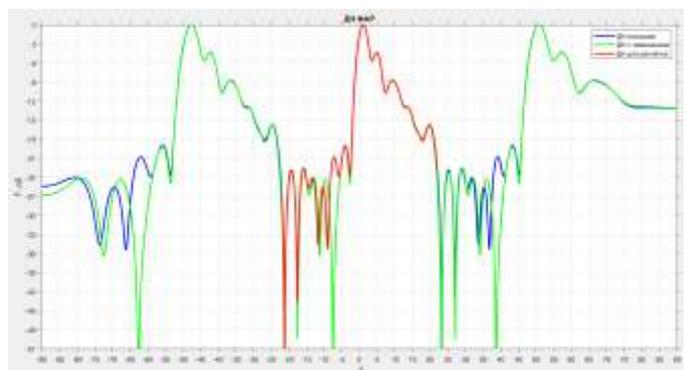


Рис. 4. Применение усовершенствованного прямого алгоритма (вторая итерация)

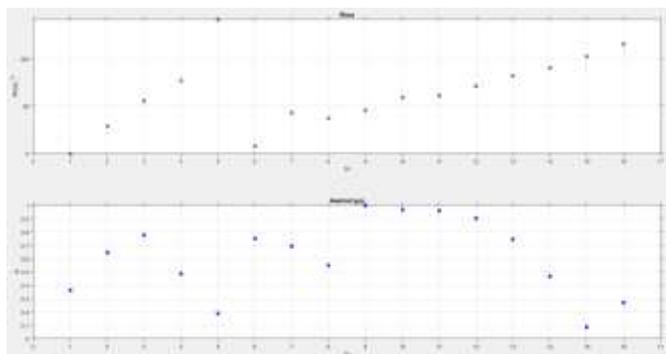


Рис. 5. полученное в результате решения задачи синтеза

Из приведённых рисунков видно, что оба алгоритма, после некоторой доработки, показали ожидаемые результаты и пригодны для поиска, требуемого АФР. Усовершенствованный прямой алгоритм может быть встроен в программное обеспечение аппаратуры с целью увеличения эффективности алгоритмов адаптации.

Для эффективного использования рассмотренных алгоритмов необходимо создать программное обеспечение, концепция которого изложена в статье [8].

Существующие программные продукты [9–11] либо функционально избыточны, либо имеют ряд ограничений или вовсе недоступны.

Интерфейс предлагаемой программы показан на рис. 6.

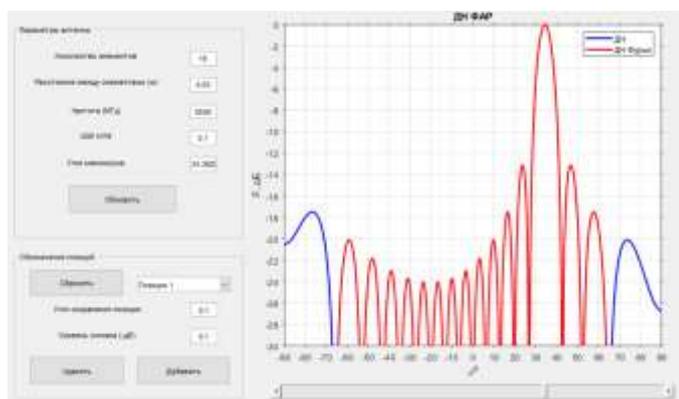


Рис. 6. Интерфейс ПО

Задача создания ПО указанного типа остаётся актуальной, в том числе и потому, что содействует обучению студентов по профильным специальностям и позволяет обобщать, накапливать и продвигать знания. Даже новое электрорадиоизделие может успешно продвигаться на рынке только, если к нему прилагаются модели для расчёта в современных САПР, а полученные методы и алгоритмы синтеза ДН, учёта подстилающей поверхности, учёта условий распространения и т.д., должны сразу находить своё воплощение в ПО.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Жегалов А.Н., Кузьмин С.В., Морозов А.Н., Ривкин М.И., Силюнов И.И. Применение матрицы взаимных связей при настройке ФАР // V Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь», Москва, 21-25 ноября 2011 г.
- [2] Туральчук П.А., Вендик О.Г., Вендик И.Б. Расширение главного луча решетки Дольфа - Чебышева с использованием разложения по функциям Котельникова // Электроника и микроэлектроника СВЧ. 2018. № 1 (1). с. 213-216.
- [3] Arik D. Brown, Electronically Scanned Arrays: MATLAB Modeling and Simulation. CRC Press, 2012.
- [4] Козлов Д.С. Интерференционное формирование диаграммы направленности фазированной антенной решетки с подавлением излучения в заданном направлении с учетом взаимного влияния излучателей: Автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук / СПб., 2016.
- [5] Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф. Задачи синтеза антенн и новые методы их решения. Кн. 1. М.: ИПРЖР, 2002. 72 с.
- [6] Хансен Р.С. Фазированные антенные решетки. Второе издание. М.: Техносфера, 2012. 560 с.
- [7] Drabowitch S., Papiernik A., Encinas J., Smith B.L. Modern Antennas 2nd ed. Springer, 2005
- [8] Васильев Е.Ю., Кузьмин С.В. Концепция программного обеспечения для синтеза диаграмм направленности фазированных антенных решёток с учётом уравнения радиолокации в совмещённых системах радиосвязи и вторичной радиолокации // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: VI международная научно-техническая и научно-методическая конференция: сб. науч. ст. в 4 т. СПб.: СПбГУТ, 2017. Т.1. С. 116-120.
- [9] Сколник М.И. Справочник по радиолокации В 2 книгах. М.: Техносфера, 2014.
- [10] AGI Engineering Tools: [сайт] URL: <http://www.agi.com/products/engineering-tools>
- [11] Специализированное программное обеспечение. САПР «АЛББАТРОС» [сайт] URL: <http://www.spacecenter.ru/Software.htm>

Секция 2. «Статистическая обработка сигналов, радиолокация, радионавигация»

Точность оценивания координат при использовании пространственного сигнала спутниковой навигационной системы

В. П. Шарко¹
НЦ «Альмадавир»,
Киев, Украина
¹vadim.vegov@almadavir.com

А. В. Цулая²
НЦ «Альмадавир»,
Киев, Украина
anavats51@gmail.com

Abstract. Spatial wave front estimation of signals emitted by global navigation satellite systems may provide accurate geopositioning even when only one or two satellites are located in the receiver's field of view. The paper studies the maximum achievable precision of the coordinate estimation by a navigation receiver based on statistical methods used in radiolocation.

Keywords: spatial signal; satellite; precision; coordinates

Использование характеристик пространственно-временного сигнала (ПВС) космического аппарата (КА) спутниковой навигационной системы (СНС) расширяет функциональные возможности аппаратуры потребителя (АП). Оценки параметров фазового фронта (ФФ) ПВС могут быть источником дополнительных данных для, например, определения координат, скорости и времени АП по 1-му или 2-м КА, решения навигационной задачи в условиях активных преднамеренных помех, определения ориентации АП, исследования атмосферных явлений фазовыми системами с большой базой, и, вероятно, других задач [1, 2, 3, 4].

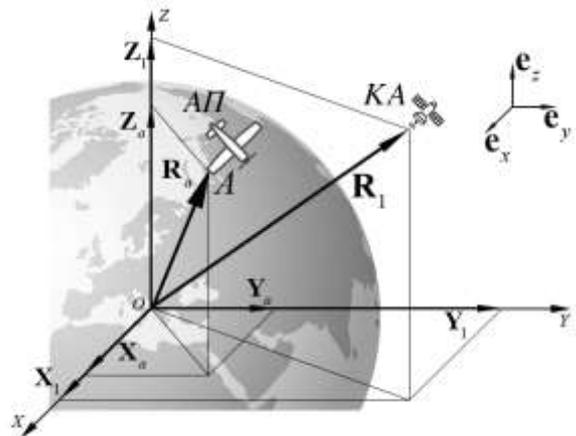


Рис. 1. Глобальная система координат модели

Осуществимость определения координат АП по сигналам 1-го или 2-х КА обоснована в работе [1]. В работах [2, 3] описаны результаты исследований разрешающей способности и так называемой «систематической ошибки», возникающей в одном из модифицированных методов максимального правдоподобия (МП), который использовался при исследовании возможности определения координат АП по 1-му или 2-м КА. Во всех перечисленных работах

предполагалось, что ПВС КА принимается на фоне некоррелированного шума, что придаёт измерениям случайный характер. В данной работе мы приведём результаты исследования качества оценивания координат АП, в основе которого лежит метод МП, применяемый к векторным случайным величинам (СВ), описывающим ПВС одного спутника СНС.

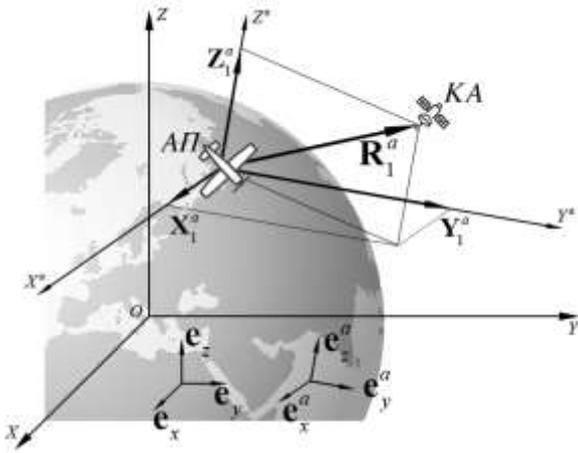


Рис. 2. Локальная система координат модели

В основе идеи определения координат АП с оцениванием параметров ПВС 1-го или 2-х КА лежат следующие рассуждения. Пусть в евклидовом пространстве E^3 определены глобальная система координат (ГСК) с началом O в центре Земли, ортонормированным базисом $(\mathbf{e}_x, \mathbf{e}_y, \mathbf{e}_z)$ (Рис. 1), и локальная система координат (ЛСК) с началом в произвольной точке A , в которой располагается АП, и ортонормированным базисом $(\mathbf{e}_x^a, \mathbf{e}_y^a, \mathbf{e}_z^a)$ (Рис. 2), заданным так, что $\mathbf{e}_x^a = \mathbf{M}\mathbf{e}_x$, $\mathbf{e}_y^a = \mathbf{M}\mathbf{e}_y$, $\mathbf{e}_z^a = \mathbf{M}\mathbf{e}_z$, где \mathbf{M} - матрица поворота базиса ЛСК относительно ГСК.

Пусть также в этом пространстве радиус-вектор \mathbf{R}_1 характеризует местоположение КА в ГСК, радиус-вектор \mathbf{R}_a характеризует местоположение АП в ГСК, и радиус-вектор \mathbf{R}_1^a характеризует местоположение КА в ЛСК.

Тогда, учитывая свойства произвольного евклидова пространства, можно записать, что

$$\mathbf{R}_a = (X_1 - X_1^a \mathbf{M})\mathbf{e}_x + (Y_1 - Y_1^a \mathbf{M})\mathbf{e}_y + (Z_1 - Z_1^a \mathbf{M})\mathbf{e}_z. \quad (1)$$

Значения X_1, Y_1, Z_1 считаются известными, так как эти данные извлекаются АП из навигационного сообщения, передаваемого КА [4]. Полагая, что ориентация АП, задаваемая матрицей \mathbf{M} , однозначно определена, из выражения (1) следует теоретическая возможность вычисления координат АП X_a, Y_a, Z_a при условии, что координаты X_1^a, Y_1^a, Z_1^a известны. Задача получения значений координат КА в ЛСК \mathbf{R}_a может быть решена с

использованием измерителя параметров ПВС КА, а точность определения координат АП будет определяться точностью оценки координат КА в ЛСК. Рассмотрим подробнее.

Пусть $\mathbf{x}(\mathbf{R})$ - вектор, описывающий аддитивную смесь ПВС КА, принимаемого АП, и помехи, порождённой внутренними и внешними шумами, в простейшем случае некоррелированными, $\mathbf{R} = (X_1^a, Y_1^a, Z_1^a)$ - вектор неизвестных координат КА в ЛСК (будем его также обозначать далее (X, Y, Z)), являющийся непрерывной СВ с известной плотностью распределения $p(\mathbf{R})$. Пусть $\hat{\mathbf{R}}$ - оценка неизвестного параметра \mathbf{R} . В статистическом смысле $\hat{\mathbf{R}}$ является СВ, и оптимальный измеритель обеспечивает наилучшее качество оценки по выбранному критерию. В теории радиолокации часто используют критерий минимального среднего риска [5], обеспечивающий несмещённую оценку неизвестного параметра, распределённого по нормальному закону, при использовании квадратичной функции потерь. Используя теорему Байеса, получают послеопытное распределение вероятности, определяющие операции, которые выполняет оптимальный измеритель:

$$p(\mathbf{R}/\mathbf{x}) = k_x p(\mathbf{x}/\mathbf{R}) p(\mathbf{R}), \quad (2)$$

где $p(\mathbf{x}/\mathbf{R})$ - функция правдоподобия (ФП), полагаемая известной. При условии регулярности модели и предполагая, что доопытная плотность $p(\mathbf{R})$ соответствует равномерному распределению, матрица точности [5, 6] размерности 3 равна

$$\mathbf{C}_E \equiv \mathbf{C}^{-1} = \left\| -\frac{d^2}{dR_i dR_k} \ln p(\mathbf{x}/\mathbf{R}_{\max}) \right\|^{-1}, \quad i, k = 1, 2, 3 \quad (3)$$

диагональные элементы которой определяют дисперсии оценок векторного параметра \mathbf{R} , то есть координат X_1^a, Y_1^a, Z_1^a , а \mathbf{R}_{\max} соответствует максимуму ФП. Полученная оценка совпадает с наилучшей среди несмещённых оценок, определяемой теоремой Рао – Крамера [5, 6]. Полагая, что единичный составляющий импульс фазоманипулированного (ФМ) сигнала, описываемого функцией

$$s_i(t) = \sum_{m=0}^{M-1} u_i u_0(t - m\tau_d) \cos(\mathbf{k}^T \mathbf{r}_{i-1} - (t - \Delta t_{i-1})\omega + \varphi_m + \varphi_0),$$

где M - число единичных импульсов в ФМ сигнале, Δt_i - задержка, обусловленная различием времени распространения сигнала между 1-м и i -м АЭ, $j_m = \rho$ или 0 - значение фазы, соответствующее «0» или «1» передаваемого бинарного кода; эквивалентного спецификации “PRN” системы GPS, в одном антенном

элементе (АЭ) плоской антенной решётки (АР) на фоне некоррелированного стандартного нормального шума при условии одинаковых АЭ и начальной фазе, равной 0, в предположении пренебрежительного малого значения Δt_i , можно описать функцией

$$\begin{aligned} x_i(t) &= s_i(t, X, Y) + n_i(t) = \\ &= u_0(t) \cos\left(k \frac{X}{R} r_{i-1x} + k \frac{Y}{R} r_{i-1y} - wt\right) + n_i(t) \end{aligned}$$

где u - амплитуда колебания в АЭ, $u_0(t)$ - функция, описывающая одиночный видеоимпульс длительностью τ_d , $k = |\mathbf{k}|$ - модуль волнового вектора, r_{ix}, r_{iy} - координаты i -го АЭ в плоскости АР, R - расстояние между КА и АР, w - циклическая частота, и получив логарифмическую ФП в скалярном виде

$$\ln p(\mathbf{x}/\mathbf{R}) \approx C + \frac{1}{2} q^2 \sum_{i=1}^N \cos\left(k \frac{r_{i-1x}}{R} (X_1 - X) + k \frac{r_{i-1y}}{R} (Y_1 - Y)\right),$$

где q^2 - энергетическое отношение сигнал/шум (ОСШ) в одном АЭ, C - некоторая константа, в предположении, что $\tau_d \gg 1/w$, диагональные элементы матрицы точности (3) будут равны:

$$\sigma_x^2 = \frac{2R^2}{q^2 k^2} \frac{\sum_{i=1}^N r_{i-1y}^2}{A}, \quad \sigma_y^2 = \frac{2R^2}{q^2 k^2} \frac{\sum_{i=1}^N r_{i-1x}^2}{A} \quad (4)$$

где

$$A \equiv \sum_{i=1}^N \sum_{k=1}^N r_{i-1x}^2 r_{i-1y}^2 - \left(\sum_{i=1}^N r_{i-1x} r_{i-1y} \right)^2.$$

На Рис. 3 представлены результаты расчётов среднеквадратических отклонений (СКО) оценок по выражениям (4) для двух различных конфигураций АР (сплошные линии), N - число АЭ, $\Delta_r = r_i - r_{i-1} = const$, в зависимости от ОСШ, и результаты, полученные при статистическом моделировании (штриховые линии). Полагалось, что длина волны несущего колебания равна 20 см, а расстояние между АР и КА составляет 20 тыс. км. Из Рис. 3 следует, что экспериментальные данные хорошо согласуются с аналитическими выражениями.

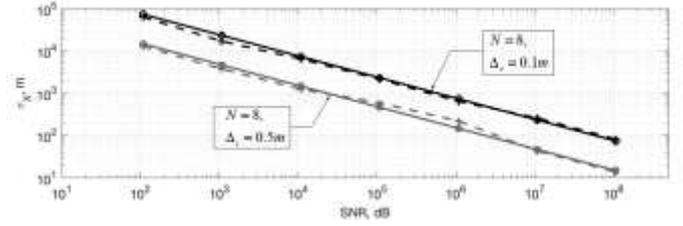


Рис. 3. Зависимости точности оценок от ОСШ и конфигурации АР

По результатам анализа и моделирования можно сделать вывод о том, что для достижения приемлемой СКО оценок в АР размером от метра до нескольких метров необходимо обеспечивать достаточно большое ОСШ до 70 ... 80 дБ. На практике, в приёмнике АР это может оказаться трудно решаемой задачей, что требует поиска новых методов и алгоритмов оценок параметров.

Одной из основных причин необходимости обеспечения значительного ОСШ есть большое расстояние между АР и КА, составляющее в среднем от 20 до 50 тыс. км. В настоящее время авторы проводят исследование возможности использования КА для решения навигационной задачи, принадлежащих другим, не навигационным, системам, передающих телеметрические данные и находящиеся на заметно меньших расстояниях, составляющих значения около нескольких сотен км. Из уравнения (4) следует, что при таких расстояниях предельно достижимая дисперсия оценки станет существенно меньше.

Повысить точность оценок можно, используя, например, следающий режим оценки параметров сигнала. Предположим, что оценка одного и того же параметра \mathbf{R} проводится двумя так называемыми «этапами», и допустим, что доопытное распределение $p(\mathbf{R})$ нам стало известно в результате измерений первого этапа:

$$p(\mathbf{R}) = k_{c_0} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}}_0)^T \mathbf{C}_0 \cdot (\mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}}_0)\right\}, \quad (5)$$

где \mathbf{C}_0 - матрица, обратная матрице точности (3), полученная на первом этапе оценивания, $\hat{\mathbf{R}}_0$ - доопытная оценка параметра \mathbf{R} ,

$$k_{c_0} \equiv \frac{1}{(2\pi)^3} \frac{1}{|\mathbf{C}_0^{-1}|^{\frac{1}{2}}}.$$

Распределение $p(\mathbf{x}/\mathbf{R})$ на втором, текущем, этапе равно

$$p(\mathbf{x}/\mathbf{R}) = k_p \exp\left\{-\frac{1}{2}(\mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}})^T \mathbf{C} \cdot (\mathbf{R} - \hat{\mathbf{R}})\right\}, \quad (6)$$

где $\hat{\mathbf{R}} \equiv \mathbf{R}_{\max}$. Подставляя (5) и (6) в (2), после некоторых преобразований получаем, что результирующая матрица

C_+ , обратная матрице точности, равна $C_+ = C_0 + C$, и поэтому, например, для одного оцениваемого параметра X , можно записать, что дисперсия σ_+^2 его оценки равна

$$\frac{1}{\sigma_+^2} = \frac{1}{\sigma_0^2} + \frac{1}{\sigma^2},$$

откуда

$$\sigma_+^2 = \frac{R^2}{q^2 k^2 \sum_{i=1}^N r_{i-1}^2}$$

что в два раза меньше, чем значение выражения (5), записанное для одного оцениваемого параметра. Таким образом, при неподвижном КА оценка, при условии использования данных точно такого же измерения из предыдущего цикла, уменьшает дисперсию в два раза.

Следящий режим измерений параметров следует также применять, если координаты КА в ЛСК меняются за время процедуры оптимального измерения на такие значения, которые сравнимы или превышают значения СКО оценок координат, то есть в случаях больших относительных скоростей КА и АП. В момент написания этой статьи авторы проводят анализ зависимостей дисперсий оценок

от значений относительной скорости КА и АП и результаты этого исследования будут опубликованы в одной из будущих работ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шарко В.П. Методика определения навигационных параметров движущихся объектов по волновому фронту сигналов радионавигационных систем: дис. на соискание науч. степени канд. техн. наук / Шарко Вадим Павлович. Киев, 2012. 150 с.
- [2] Предельное разрешение пространственных сигналов навигационных спутников / В.П. Шарко // Статистическая обработка сигналов, радиолокация, радионавигация: Тез. докл. 71-й Всеросс. науч.-техн. конф. посв. Дню радио, СПб, 20-28 апр. 2016 С. 4.
- [3] Систематическая ошибка измерения времени рассогласования и координат при обработке пространственных сигналов двух навигационных космических аппаратов / В.П. Шарко, А.В. Чулая, О.Г. Паршин // Радиолокация, радионавигация: Тез. докл. Междун. конф. «Радиоэлектр. устр. и сист. для инфокомм. технол., М., 24-26 мая 2017.
- [4] Соловьёв Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: Эко-Трендз, 2000. 267 с.
- [5] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
- [6] Ивченко Г.И., Медведев Ю.И. Введение в математическую статистику: Учебник. М.: Издательство ЛКИ, 2010. 600 с.

Прогнозирование эпизодов желудочковых экстрасистол на основе анализа variability сердечного ритма

А. А. Соколова

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)
aasokolova@etu.ru

С. А. Пыко

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)
svet.pyko@gmail.com

Ю. Д. Ульяницкий

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина) (СПбГЭТУ «ЛЭТИ»)
rs@eltech.ru

Abstract. The sequence of premature ventricular contractions (PVC) should be considered as a stream of events, the occurrence of which is determined by both deterministic processes (development of pathology) and random disturbances (physical and psycho-emotional stress). This report shows the results of a study of changes in heart rate variability (HRV), assessed by the normal sinus rhythm preceding the PVC episode. Among the 29 considered indicators of HRV, 3 were identified, which can be used as predictors in the task of PVC predicting.

Keywords: normal sinus rhythm; heart rate variability; premature ventricular contractions; prediction

I. ВВЕДЕНИЕ

Под нарушениями ритма сердца, или аритмиями, понимают любой сердечный ритм, который не является регулярным синусовым ритмом нормальной частоты. Нарушения ритма могут быть обусловлены изменением основных функций сердца – автоматизма, возбудимости, проводимости или их сочетанными нарушениями. Также нарушения сердечного ритма и изменения проведения могут быть обусловлены множеством различных патологий. В конечном счете, любая аритмия и аномалии проведения являются следствием критических изменений электрической активности миокардиальных клеток [1].

В данной статье рассматривается такой вид аритмии как желудочковая экстрасистолия (ЖЭ). Данный вид аритмии относится к активным эктопическим комплексам (ритмам) и является одним из наиболее опасных. При некоторых желудочковых экстрасистолах считается высоким риск внезапной смерти, особенно если у пациента имеются тяжелые заболевания сердца.

В работе показаны результаты исследования возможности прогнозирования эпизодов ЖЭ на основе параметров ритмограммы, а именно характеристик variability сердечного ритма (BCP) предшествующие эпизоду ЖЭ.

Вариабельность сердечного ритма – это временная вариация между интервалами последовательных сердцебиений. На стандартной электрокардиограмме (ЭКГ) максимальное отклонение нормального QRS-комплекса от изолинии задает положение зубца R (рис. 1), а интервал между двумя соседними пиками зубца R называется интервалом R-R. При оценке BCP традиционно используют интервалы между соседними нормальными (N) QRS-комплексами, возникающими в результате деполяризации синусового узла. BCP определяется изменчивостью N-N интервалов.

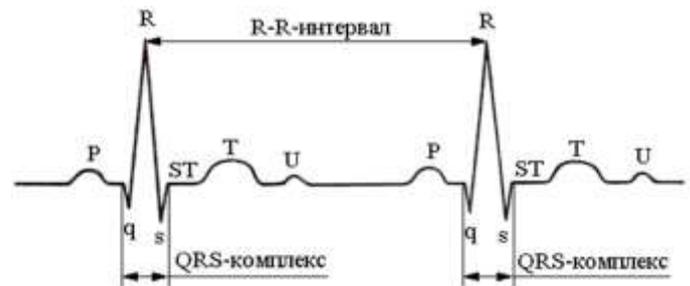


Рис. 1. Схематическое изображение зубцов и интервалов нормальной ЭКГ

Анализ параметров ритмограммы (последовательности RR-интервалов) позволяет комплексно оценивать

функционирование сердечно-сосудистой системы и контролирующей ее вегетативной нервной системы.

Методологическая база анализа ВСР сложилась в 80-90-х годах, в 1996 году группой экспертов Европейского общества кардиологии и Североамериканского общества стимуляции и электрофизиологии разработаны стандарты анализа ВСР, в соответствии с которыми сейчас выполняется большинство исследований [2, 3]. Анализ ВСР – это неинвазивная технология, которая дает возможность не только оценивать функциональное состояние регуляторных систем организма и его изменения во времени, но и прогнозировать развитие преморбидных (предшествующих и способствующих развитию болезни) состояний и даже вероятности внезапной смерти.

На сегодняшний день известны следующие методики анализа ВСР:

- статистические методы;
- геометрические методы;
- автокорреляционный анализ;
- спектральные методы;
- нелинейные методы.

II. ПОКАЗАТЕЛИ ВСР

На рис. 2 представлена нормальная ритмограмма. Визуальный анализ ритмограммы пациента сопровождается определением статистических характеристик.



Рис. 2. Нормальная ритмограмма

Статистическими характеристиками ВСР в первую очередь являются математическое ожидание и дисперсия последовательности RR-интервалов. Математическое ожидание позволяет судить о средней за время наблюдения частоте сердечных сокращений пациента. Дисперсия кардиоинтервалов характеризует их изменчивость. С точки зрения диагностики уменьшение пульсовой дисперсии является отрицательным фактором. С целью учета индивидуальных особенностей организма пациента в некоторых работах рекомендуется оценивать не абсолютное значение дисперсии, а взятое по отношению к величине математического ожидания отсчетов ритмограммы (коэффициент вариации).

Изучение variability ряда RR-интервалов может проводиться с помощью гистограмм, построение которых сопровождается оцениваем диапазоном изменений величин интервалов, коэффициентов асимметрии и эксцесса, «индекса Святого Георга» (триангулярный индекс) и других показателей.

Весьма наглядным способом анализа ВСР является построение скаттерграмм, т.е. отображение в прямоугольной системе координат пары последовательных интервалов (RR_i, RR_{i+1}), где RR_i – координаты по оси абсцисс, а RR_{i+1} – по оси ординат. Скаттерграмма здорового человека имеет форму овала, вытянутого вдоль биссектрисы угла, образованного осями координат. Асимметричность может свидетельствовать о наличии артериальной гипертензии. Особенно удобно использование скаттерграмм для диагностики экстрасистол, изображаемых на графике в виде отдельных точек, лежащих за пределами овала.

Спектральный анализ variability сердечного ритма заключается в построении оценки спектральной плотности мощности (СПМ) центрированной ритмограммы. На рис. 3 представлен спектр мощности нормальной ритмограммы, на котором хорошо видны три основных пика, соответствующие колебаниям очень низкой (VLF), низкой (LF) и высокой (HF) частоты.

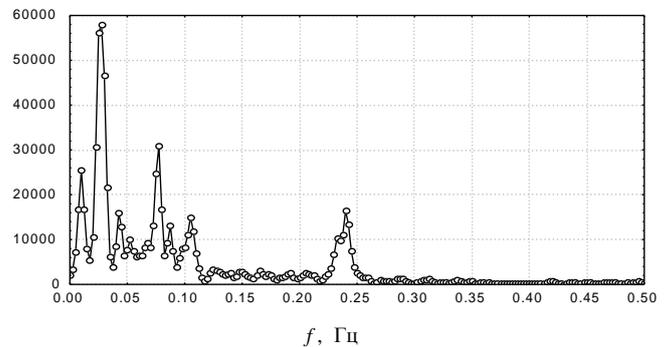


Рис. 3. Спектр мощности ритма сердца

При спектральном анализе вычисляются следующие показатели [4, 5]:

1. Высокочастотные колебания (HF – high frequency) – это колебания ритма сердца в диапазоне частот 0,15-0,40 Гц.
2. Низкочастотные колебания (LF – low frequency) – это часть спектра в диапазоне частот 0,04-0,15 Гц.
3. Очень низкочастотные колебания (VLF – very low frequency) – диапазон частот – 0,003-0,04 Гц, а при 24-часовой записи и сверхнизкочастотные колебания (ULF).
4. и их соотношения.

III. ЖЕЛУДОЧКОВАЯ ЭКСТРАСИТОЛИЯ

Желудочковые экстрасистолы – это преждевременные сокращения желудочков под влиянием импульсов,

которые исходят из различных участков внутрижелудочковой проводящей системы. Это приводит к тому, что комплекс QRS при ЖЭ ушрен и по форме напоминает QRS-комплекс при блокаде противоположной ножки пучка Гиса. Ширина комплекса QRS экстрасистолы обычно больше 0,12 с. На приведенном ниже рисунке около QRS-комплексов ЭКГ стоят принятые в сертифицированных базах метки N или V, обозначающие комплексы из синусового узла и желудочковые экстрасистолы соответственно.

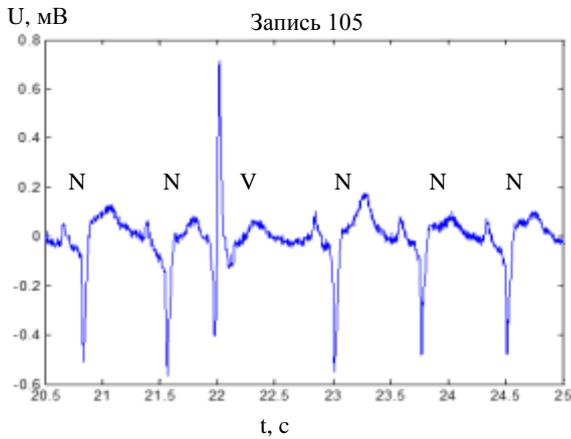


Рис. 4. Фрагмент ЭКГ с ЖЭ

В данной работе исследованы изменения параметров ВСП нормального синусового ритма (т. е. в данном случае интервалы между комплексами N) предшествующие эпизоду ЖЭ.

IV. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ВСП КАК ПРЕДИКТОРА ЖЭ

Для выявления предикторов ЖЭ была исследована динамика параметров оценки ВСП для серии записей ЭКС, включающих эпизоды аритмий. Первоначально ЭКГ была обработана и на ее основе была получена ритмограмма. Затем определялись моменты возникновения аритмий и исследовались интервалы между соседними эпизодами аритмий. Эти промежутки разбивались на отрезки длиной 100 RR-интервалов в направлении от последнего эпизода аритмии к предыдущему и т.д. Остаточные RR-интервалы, т. е. не образовавшие в сумме группу из 100 интервалов и следующие непосредственно после аритмии, исключались из исследования. Полученные отрезки последовательности кардиоинтервалов объединялись в группы. Группу 1 составила совокупность 100 RR-интервалов, непосредственно предшествующих аритмии. В группу 2 были записаны отрезки, отстоящие от момента аритмии на 100 – 200 RR-интервалов и соседние с отрезками группы 1. И так далее. Группа 8 – это 100 кардиоинтервалов, начавшиеся за 800 кардиоинтервалов до наступления аритмии.

В исследовании использовались записи сертифицированных аннотированных баз данных MIT-BIH Normal Sinus Rhythm Database и MIT-BIH Long-Term Database [6, 7]. Первая база данных содержит 18 суточных

ЭКГ записей. Условиям отбора удовлетворяли только 4. Вторая база данных содержит 7 длительных записей ЭКГ (от 14 до 22 часов), и только 1 запись содержит длительные участки нормального синусового ритма, предшествующие эпизодам ЖЭ.

С помощью специально разработанного программного обеспечения [8] для каждого файла произведена статистическая обработка ритмограмм во временной и частотной областях. Рассматривались 29 параметров ВСП [3], рассчитываемые в [8]. Анализ результатов в виде оценок параметров ВСП показал, что можно выделить три показателя, которые могут быть использованы как предвестники возникновения эпизодов ЖЭ – SKO (рис. 5), RMSSD (рис. 6) и LP/(LP+HP) (рис. 7). Где SKO – среднее квадратическое отклонение последовательности RR-интервалов; RMSSD – квадратный корень из суммы квадратов разностей последовательных RR-интервалов; LP – доля мощности, сосредоточенная в области от 0.04 Гц до 0.15 Гц; HP – доля мощности, сосредоточенная в области от 0.15 Гц до 0.4 Гц.

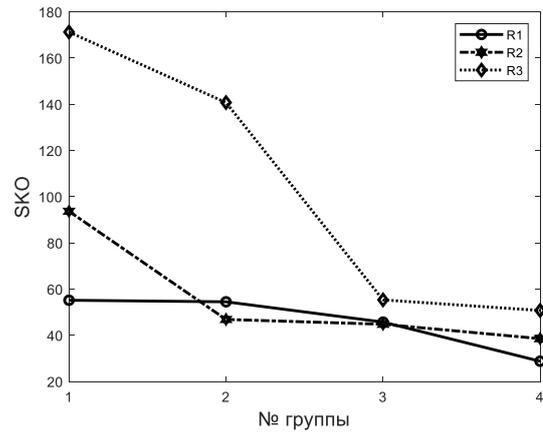


Рис. 5. Оценки SKO ритмограмм для трех записей

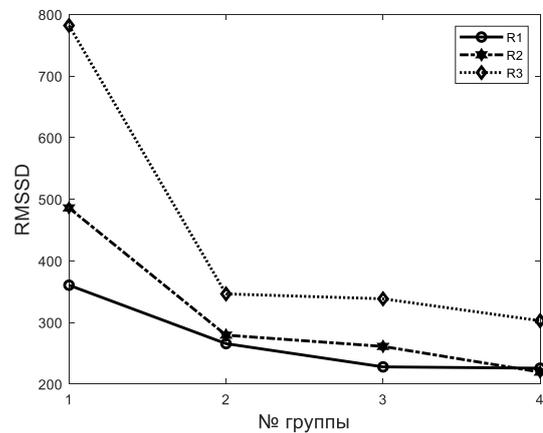


Рис. 6. Оценки RMSSD ритмограмм для трех записей

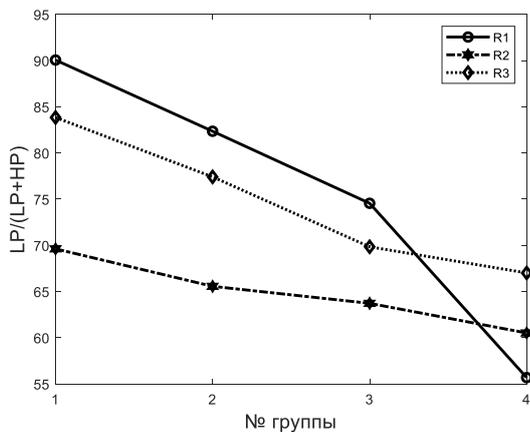


Рис. 7. Оценки спектральных показателей ритмограмм для трех записей

На рис. 5–7 приведены зависимости данных параметров для трех записей (R1–R3).

По графикам видно, что при приближении к эпизоду ЖЭ, т. е. уменьшении номера группы, оценки всех трех показателей ВСР нормального синусового ритма увеличиваются. В исследовании было выявлено, что данная тенденция устойчиво сохраняется для 4 групп интервалов нормального синусового ритма, предшествующих эпизодов. Изменения данных

показателей может рассматриваться как предиктор возникновения эпизода ЖЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Мандел В.Дж. Аритмии сердца. Механизмы, диагностика, лечение. Том 1. М.: Медицина, 1996.
- [2] Рекомендации. Вариабельность сердечного ритма. Стандарты измерения, физиологической интерпретации и клинического использования // Вестник аритмологии. 1999. N11. С. 53-78.
- [3] Camm A. et al. Heart rate variability: standards of measurement, physiological interpretation and clinical use. Task Force of the European Society of Cardiology and the North American Society of Pacing and Electrophysiology //Circulation. 1996. Т. 93. №. 5. С. 1043-1065
- [4] Баевский Р.М., Иванов Г.Г. Вариабельность сердечного ритма: теоретические аспекты и возможности клинического применения. <http://www.ecg.ru>. М., 2000.
- [5] Хаспекова Н.Б. Диагностическая информативность мониторинга вариабельности ритма сердца. // Вестник аритмологии, 2003; 32: 15-27.
- [6] URL: <http://www.physionet.org>
- [7] Goldberger A. L., Amaral L. A. N., Glass L., Hausdorff J. M., Ivanov P. Ch., Mark R. G., Mietus J. E., Moody G. B., Peng C.-K., Stanley H. E. PhysioBank, PhysioToolkit, and Physionet. Components of New Research Resource for Complex Physiologic Signals. Circulation 101(23); e215-e220, 2000 (June 13).
- [8] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2011615686 / Соколова А.А., Пыко С.А. Программа для статистического анализа сердечного ритма; Оpubл. 20.07.2011.

Использование спутниковых радионавигационных сигналов для дистанционного зондирования Земли

Д. А. Гаврилов, Д. А. Леконцев, В. Д. Пироженов
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
gdanas@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрены принципы построения и обобщенная структурная схема многопозиционной радиолокационной системы дистанционного зондирования Земли, использующей сигналы глобальных и региональных навигационных спутниковых систем в качестве зондирующих. Представлена схема антенно-фидерного устройства с гибридной поляризацией. Рассмотрен случай зеркального отражения радионавигационных сигналов от земной поверхности для определения высоты отражения.

Ключевые слова: многопозиционная радиолокационная система; глобальная навигационная спутниковая система; гибридная поляризация; высотомерия

I. ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА МНОГОПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ, ИСПОЛЮЮЩЕЙ РАДИОНАВИГАЦИОННЫЕ СИГНАЛЫ

В настоящее время глобальные и региональные навигационные спутниковые системы (ГНСС и РНСС) используются не только для навигационно-временных определений, но и для дистанционного обзора Земли (ДЗЗ) [1–5]. Этому способствуют неоспоримые преимущества ГНСС: глобальность и непрерывность навигационного поля, создаваемыми этими системами.

Для использования сигналов ГНСС и РНСС в целях ДЗЗ используется совместная обработка: сигналов прямого излучения, непосредственно передаваемых с борта навигационного космического аппарата (НКА), и сигналов, отраженных от земной поверхности. В иностранной литературе прямой канал называют гетеродинным, а отраженный – радиолокационным [7–8].

Гетеродинный канал используется непосредственно для навигационно-временных определений приемной позиции и формирования необходимой дополнительной информации для обеспечения когерентности в радиолокационном канале на длительных интервалах накопления: информация об изменении задержки, частоты Доплера, фазы сигнала и навигационное сообщение.

При отражении сигналов от земной (водной) поверхности различают зеркальное и диффузное отражения. Зеркальное отражение характеризуется минимальными потерями энергии и изменением

направления вращения поляризации. Так как с борта НКА передается сигнал с правой круговой поляризацией, то прием отраженного от поверхности Земли сигнала должен осуществляться на антенну с левой круговой поляризацией.

Прием зеркально отраженных сигналов может использоваться для определения высоты отражающей поверхности [6–8]. Основной измеряемой характеристикой сигнала в этом случае служит задержка сигнала.

Так как величина отраженного сигнала зависит от неровностей поверхности при зеркальном отражении, то измеряя уровень сигнала можно определить, например взволнованность морской поверхности [6].

При диффузном отражении навигационных сигналов в общем случае происходит деполаризация сигнала, поэтому прием отраженного сигнала должен осуществляться в поляризационном базисе (линейная вертикальная и горизонтальная поляризации). При приеме диффузно отраженных сигналов возможно построение радиолокационных изображений земной поверхности [3, 5].

Таким образом, возможно предъявить требования к обобщенной структурной схеме приемной позиции многопозиционной (МП) радиолокационной системы (РЛС), использующей сигналы ГНСС и РНСС для ДЗЗ. В общем случае она должна содержать (рис. 1):

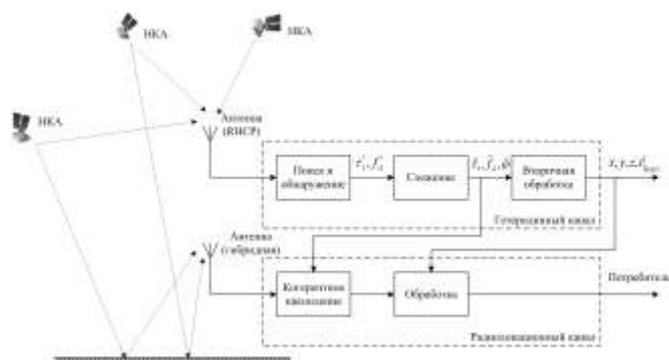


Рис. 1. Обобщенная структурная схема МП РЛС

- антенну с правой круговой поляризацией, для приема прямых сигналов ГНСС и РНСС, ориентированную в верхнюю полусферу;
- антенну с гибридной поляризацией, для приема отраженных от земной поверхности навигационных сигналов, ориентированную в нижнюю полусферу;
- комплекс обработки, содержащий аналоговые тракты для фильтрации, усиления и переноса сигналов из области высоких частот в область видеочастоты, аналогово-цифровые преобразователи, накопитель и высокопроизводительный вычислитель.

II. АНТЕННО-ФИДЕРНОЕ УСТРОЙСТВО С ГИБРИДНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИЕЙ

Одним из необходимых элементов МП РЛС является узконаправленная антенна, удовлетворяющая условиям, при которых можно принимать слабые отраженные сигналы. Данная антенна должна удовлетворять следующим требованиям: узкая диаграмма направленности; высокий коэффициент усиления; низкий уровень боковых лепестков; круговая поляризация. Спиральная цилиндрическая антенна в наибольшей степени удовлетворяет всем вышеуказанным условиям, имеет высокую степень направленности и простоту конструкции. Кроме того спиральную антенну легко рассчитать и выполнить как с правой, так и с левой круговой поляризацией [9].

Кроме того, так как в общем случае при отражении сигналов от земной поверхности происходит деполаризация сигнала, возникает необходимость приема линейно поляризованных составляющих сигнала.

Прием линейно поляризованных сигналов возможно осуществить используя две антенны с круговой поляризацией, имеющие разное направление вращения (рис. 2). Вертикальная поляризация реализуется при суммировании сигналов с двух горизонтально ориентированных антенн, а горизонтальная – с двух вертикально ориентированных антенн с круговой поляризацией, имеющих разное направление вращения.

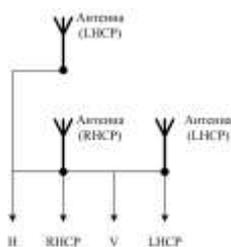


Рис. 2. Антенно-фидерное устройство с гибридной поляризацией

Таким образом, гибридно-поляризованное антенно-фидерное устройство возможно реализовать из трех антенн с круговой поляризацией, одна из которых имеет правое направление вращения, и две антенны – левое направление вращения.

III. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЫСОТЫ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

Рассмотрим наиболее простой случай отражения от земной (водной) поверхности – случай зеркального отражения [7–8], характеризующийся минимальными потерями энергии сигнала.

Пусть (рис. 3) на высоте H установлены приемные антенны – точка A_1 для приема прямого (трасса распространения НКА- A_1) и отраженного (трасса распространения НКА- B - A_1) сигналов. При этом расстояние от НКА до точки A_1 и до точки C будет одинаковым (условие дальней зоны).

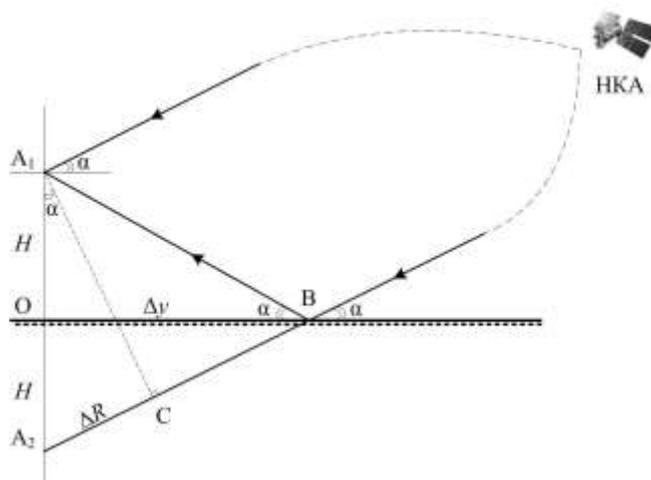


Рис. 3. Геометрия зеркального отражения

Величина ΔR однозначно определяется из разницы времен запаздывания между прямым и отраженным сигналами. Тогда из прямоугольного треугольника A_1A_2C можно найти высоту H

$$H = \frac{\Delta R}{2 \cdot \sin \alpha}, \quad (1)$$

а из треугольника A_1OB дальность до точки зеркального отражения Δy

$$\Delta y = H \cdot \tan \alpha. \quad (2)$$

С использованием указанных выражений (1–2) возможно построить систему пассивного измерения высоты земной (водной) поверхности, которая может использоваться локально – для мониторинга уровня водной поверхности при построении автоматизированной системы предупреждения чрезвычайных ситуаций в подтапливаемых районах, либо глобально – для уточнения формы геоида Земли.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Пат. РФ № 2278398 / В. Ф. Фатеев, И. В. Сахно. Способ получения радиолокационного изображения земной поверхности при помощи многопозиционной радиолокационной системы с синтезированной апертурой антенны; Опубл. 06.07.2004.

- [2] Малый космический аппарат обзора морской поверхности с использованием сигналов спутниковых радионавигационных систем / И.В. Сахно, Е.А. Ткачев, Д.А. Гаврилов и др. // Известия высших учебных заведений. Приборостроение, 2008, Т. 52, № 4, С. 34-39.
- [3] Результаты экспериментального наблюдения отраженных земной поверхностью сигналов ГЛОНАСС/GPS с использованием технологии программного приема / И.В. Сахно, Е.А. Ткачев, Д.А. Гаврилов и др. // Труды ИПА РАН. 2009. № 20. С 367-370.
- [4] Gleason S., Gebre-Egziabher D. GNSS Applications and Methods. – Artech House, 2009. 508 p.
- [5] Комплекс наземных экспериментов по приему отраженных сигналов глобальных радионавигационных спутниковых систем ГЛОНАСС и GPS при использовании антенны с гибридной поляризацией / В.С. Бахолдин, Д.А. Гаврилов, Д.А. Леконцев и др. // Вопросы радиоэлектроники, 2018, № 1, С. 13-18.
- [6] Gleason S. Towards Sea Ice Remote Sensing with Space Detected GPS Signals: Demonstration of Technical Feasibility and Initial Consistency Check Using Low Resolution Sea Ice Information // Remote Sensing (MDPI Publishing), 2010. Vol 2. pp. 2017-2039.
- [7] Определение высоты поверхности по результатам совместной обработки прямого и отраженного радионавигационного сигнала / Д.А. Гаврилов // СПб.: ВКА имени А.Ф.Можайского, Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», 2015, № 11, Т. 1, С. 260-264.
- [8] Определение координат точек зеркального отражения в многопозиционной радиолокационной системе дистанционного зондирования Земли / Д.А. Гаврилов // СПб.: Наука, Труды ИПА РАН, 2018, № 44, С. 26-32.
- [9] Антенна для многопозиционной радиолокационной системы, использующей радионавигационные сигналы / Д.А. Гаврилов, Д.В. Пирожников // Сборник трудов 73 Всероссийской научно-технической конференции, посвященной Дню радио. 20-28 апреля 2018 г. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2018. С.49-51.

Повышение разрешающей способности радиолокационной станции на основе расщепления спектра сигнала с линейной частотной модуляцией

В. С. Бахолдин

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского

bvs@email.ru

Abstract. A method of generating signals with linear frequency modulation for radar based on the splitting of the signal spectrum is proposed. Mathematical modeling of the proposed signal is carried out. The spectral and correlation characteristics of the new signals are compared with the characteristics of the meander noise-like signals. The estimation of the potential resolution of signals with linear frequency modulation and split spectrum is given.

Keywords: linear frequency modulation; splitting signal spectrum

Сигналы с внутриимпульсной модуляцией и способы их обработки были предложены советскими и зарубежными учеными еще в середине XX века, однако существующие технологии не позволили перейти к их практической реализации [1]. В настоящее время импульсные сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) широко используются в различных системах локации и навигации для решения задач судовождения, обнаружения и разрешения целей, картографирования земной поверхности, гидроакустике и т.д. [2]. Применение ЛЧМ сигналов позволяет преодолеть противоречие между требованием высокой разрешающей способности радиолокационной станции (РЛС) и ограниченной пиковой

мощностью ее передатчика. Импульсный сигнал с ЛЧМ модуляцией может быть записан в виде:

$$U(t) = U_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi b t^2}{\tau_n}\right) \quad -\tau_n/2 \leq t \leq \tau_n/2,$$

где U_0 – амплитуда сигнала, ω_0 – центральная частота, а b – база сигнала, вычисляемая как произведение девиации частоты импульса Δf на длительность импульса τ_n , характеризует коэффициент сжатия ЛЧМ импульса на выходе согласованного фильтра или устройства корреляционной обработки. Девиация частоты определяет ширину спектра и потенциальную разрешающую способность ЛЧМ сигналов. Разрешающую способность сигналов принято оценивать шириной, нормированной автокорреляционной функции (АКФ) по уровню 0,5 главного максимума. Спектральная плотность ЛЧМ сигнала описывается выражением:

$$S(\omega) = \frac{U_0 \tau_n}{2\sqrt{2b}} \left\{ [C(u_1) - C(u_2)] + j[S(u_1) - S(u_2)] \right\} e^{-j \frac{(\omega - \omega_0)^2}{2b}},$$

где $C(u) = \int_0^u \cos(\pi y^2/2) dy$ и $S(u) = \int_0^u \sin(\pi y^2/2) dy$ –

интегралы Френеля, $u_1 = \sqrt{b/2} \left[1 + \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right]$ и $u_2 = \sqrt{b/2} \left[1 - \frac{\omega - \omega_0}{\Delta\omega} \right]$ – пределы интегрирования, $\Delta\omega$ – девиация частоты, $\beta = 2\pi b/\tau_n^2$.

АКФ ЛЧМ сигнала имеет следующий вид:

$$R(\tau) = \frac{U_0^2 \tau_n}{2} \cdot \frac{\sin(\pi b \tau / \tau_n)}{\pi b \tau / \tau_n} \cos(\omega_0 \tau).$$

Постоянное стремление заказчиков и разработчиков РЛС к повышению разрешающей способности сталкивается с двумя факторами, которые сдерживают улучшение этой характеристики. Во-первых, при имеющейся технической возможности по реализации линейного закона изменения частоты, максимальная длительность ЛЧМ импульса оказывается ограниченной значением минимальной дальности, на которой РЛС должна обнаруживать цель. Во-вторых, ширина полосы частотного диапазона, выделенного для работы РЛС определяется таблицей распределения частот [3]. Для решения проблемы ограничения разрешающей способности РЛС предлагается использовать импульсный ЛЧМ сигнал с расщепленным спектром.

Теоретические предпосылки к созданию с ЛЧМ сигнала с расщепленным спектром были получены в результате анализа информационных характеристик сигналов систем космической радиолокации и радионавигации [4, 5]. Исходя из того, что верхние частоты в спектре сигнала оказывают влияние на точность и разрешающую способность, а нижние на диапазон однозначности, было предложено синтезировать сигнал с нулевым уровнем гармоник в центральной части его спектра [6].

В настоящее время в глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС) уже используются фазоманипулированные сигналы с расщепленным спектром. Такие двоичные меандровые шумоподобные сигналы в ГНСС [7] принято обозначать как сигналы с модуляцией типа ВОС (m, n) (binary offset carrier). Переменные m и n показывают соотношение между длительностью символа двоичной псевдослучайной последовательности и периодом меандрового колебания, которые после суммирования по модулю два образуют модулирующую последовательность.

Рассмотрим спектральные и корреляционные характеристики ВОС (m, n) сигналов и обычных ЛЧМ сигналов для их последующего сравнения с характеристиками ЛЧМ сигналов с расщепленным спектром. В общем виде, радиосигнал с двоичной фазовой манипуляцией может быть записан в виде:

$$s(t - t_0) = A_r d(t - t_0) \cos[2\pi f_n(t - t_0) + \varphi_0],$$

где A_r – амплитуда сигнала, f_n – несущая частота, φ_0 – фаза сигнала, $d(t - t_0)$ – модулирующая функция. Модулирующая функция получается путем перемножения

псевдослучайной последовательности дальномерного кода и меандровой последовательности, представленных в виде +1 и -1 и определяется соотношением вида:

$$d(t - t_0) = g(t - t_0)r(t - t_0),$$

где t_0 – начало отсчета.

Нормированный энергетический спектр и АКФ одиночного элемента модулирующей функции для рассматриваемого сигнала ВОС(1, 1) описывается следующими выражениями:

$$S(\omega) = 2\tau_m \frac{\sin^4(\omega\tau_m/2)}{(\omega\tau_m/2)^2}, \quad R(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{3|\tau|}{\tau_c}, & |\tau| \leq \tau_m; \\ \frac{|\tau|}{\tau_c} - 1, & \tau_m \leq |\tau| \leq \tau_c; \\ 0, & |\tau| \geq \tau_c, \end{cases}$$

где $\tau_c = 2\tau_m$ – длительность символа кодовой последовательности, τ_m – длительность символа меандровой последовательности. Спектр сигнала ВОС(1, 1) расщеплен на две части относительно центральной частоты, а АКФ имеет более узкий главный максимум, ширина которого определяется частотой меандрового колебания. При совместной обработке двух сигналов с BPSK (binary phase shift keying) модуляцией их можно рассматривать как единый сигнал с ВОС модуляцией [8, 9].

Результаты моделирования сигнала ВОС(1,1) с тактовой частотой следования символов кодовой последовательности 0,5 МГц и тактовой частотой меандровой последовательности 1 МГц в виде нормированных спектра и огибающей АКФ приведены на рис. 1 и 2.

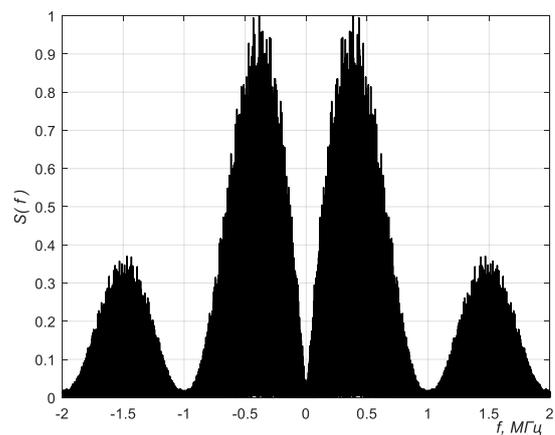


Рис. 1. Спектр сигнала с модуляцией ВОС (1,1)

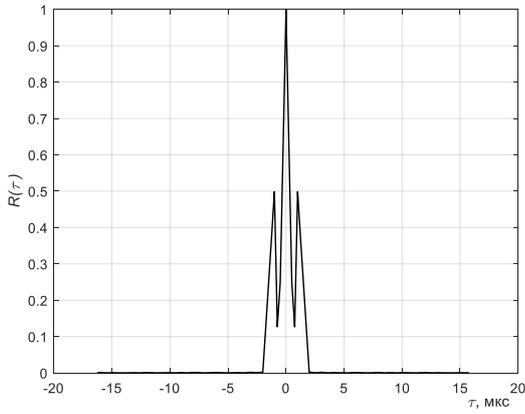


Рис. 2. АКФ сигнала с модуляцией ВОС (1,1)

При обработке импульсов с V-образной ЛЧМ путем согласованной фильтрации используется временное расщепление сигнала, позволяющее получить некоррелированные измерения дальности и скорости [1]. В предлагаемом сигнале применяется спектральное расщепление, а наличие временного не является обязательным.

ЛЧМ сигнал с расщепленным спектром, с учетом линейности частотно-временных преобразований, будем называть расщепленным ЛЧМ сигналом и для простоты его с ВОС сигналами, обозначим как РЛЧМ (m, n), где m и n числитель и знаменатель дроби, показывающей отношение разности средних частот правой $f_{\text{ср пр}}$ и левой $f_{\text{ср лев}}$ частей спектра к ширине одной из компонент расщепленного спектра $\Delta f_{\text{лев}}$, содержащего гармоники РЛЧМ(m, n) сигнала. Математическая запись указанных соотношений для РЛЧМ сигнала имеет следующий вид:

$$\frac{m}{n} = \frac{f_{\text{ср пр}} - f_{\text{ср лев}}}{\Delta f_{\text{лев}}}$$

Для сравнительного анализа, на рис. 3 и 4 приведены результаты моделирования нормированных энергетического спектра $S(f)$ и огибающей АКФ ЛЧМ импульса $R(\tau)$ длительностью 10 мс с девиацией частоты 0,5 МГц, а на рисунках 5 и 6 представлены спектр и АКФ сигнала РЛЧМ(2, 1), для которого левая и правая полосы, также интервал между ними заданы равными 0,5 МГц.

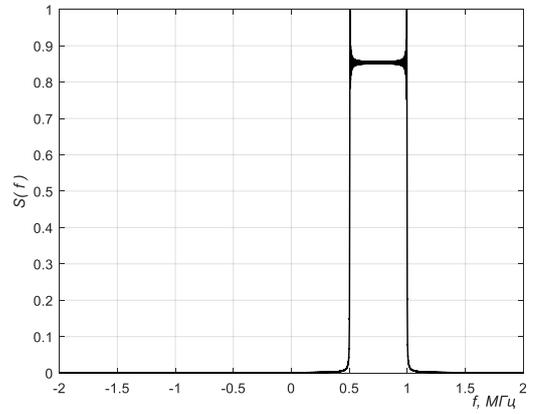


Рис. 3. Спектр ЛЧМ сигнала

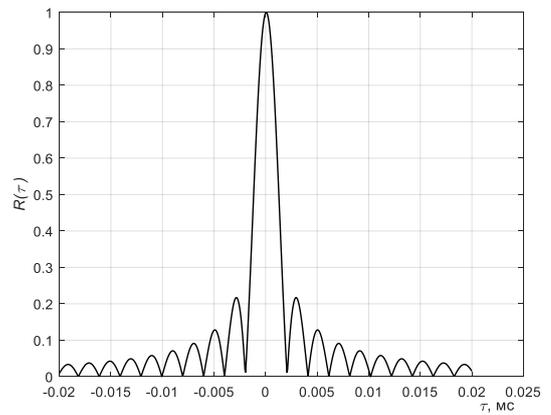


Рис. 4. АКФ ЛЧМ сигнала

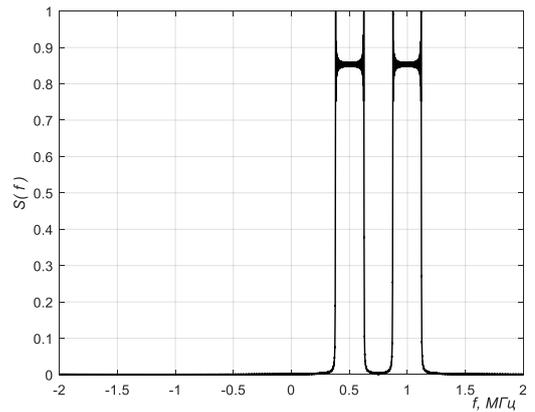


Рис. 5. Спектр расщепленного ЛЧМ сигнала

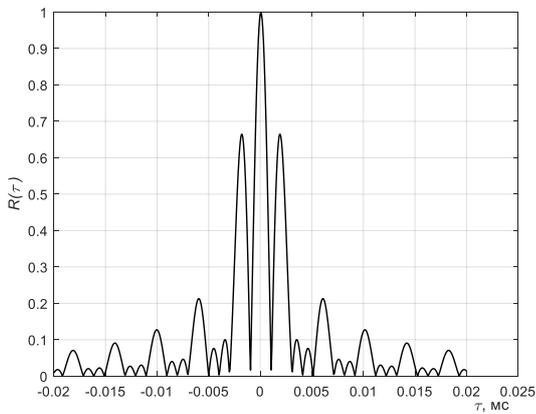


Рис. 6. АКФ расщепленного ЛЧМ сигнала

РЛЧМ сигнал моделировался в виде последовательности из двух ЛЧМ сигналов с длительностью τ_n и девиацией частоты $\Delta f_{\text{лев}}$ равными половине длительности и девиации исходного ЛЧМ сигнала. Энергия расщепленного и исходного ЛЧМ сигналов в этом случае будут равны. Интервал времени между двумя последовательными ЛЧМ импульсами не оказывает влияния на спектральные и корреляционные характеристики РЛЧМ сигнала.

Математическое описание РЛЧМ (m, n) сигнала имеет следующий вид:

$$s(t) = \begin{cases} 0, & t < -\tau_n - \tau_n/2; \\ U_0 \cos\left(2\pi \frac{\delta f m}{2} t + \frac{2\pi \delta f n t^2}{\tau_n}\right), & -\tau_n - \tau_n/2 \leq t \leq -\tau_n/2; \\ 0, & -\tau_n/2 < t < \tau_n/2; \\ U_0 \cos\left(2\pi \frac{\delta f m}{2} t + \frac{2\pi \delta f n t^2}{\tau_n}\right), & \tau_n/2 \leq t \leq \tau_n + \tau_n/2; \\ 0, & t > \tau_n + \tau_n/2, \end{cases}$$

где $\delta f n$ – величина девиации частоты каждого из импульсов, $\omega_0 = \pi \delta f m$ – центральная частота РЛЧМ (m, n), а δf – наибольший общий делитель $\Delta f_{\text{лев}}$ и разности средних частот двух импульсов.

Очевидно, что спектр РЛЧМ(m, n) сигнала может быть представлен как сумма спектров каждого из импульсов. Известно также, что расщепление спектра сигнала $S(\omega)$ на две части, эквивалентно умножению функции $s(t)$ на гармоническое колебание $\cos(\omega_0 t)$ [10]. Исходя из вышеизложенного, АКФ сигнала РЛЧМ (m, n) может быть представлена как произведение АКФ гармонического и импульсного сигналов:

$$R(\tau) = U_0^2 \tau_n \cdot \frac{\sin(\pi \delta f n \tau)}{\pi \delta f n \tau} \cos(\pi \delta f m \tau).$$

Предложенный РЛЧМ сигнал имеет более узкий главный максимум по сравнению с исходным ЛЧМ и, следовательно, обладает лучшей потенциальной

разрешающей способностью. Так же, как и у ВОС(m, n) сигналов, основной недостаток РЛЧМ сигнала заключается в виде появления дополнительных боковых пиков АКФ, амплитуда которых при $m=2$ и $n=1$ достигает уровня 0,664 от максимума. Для обычного ЛЧМ сигнала амплитуда первого бокового пика АКФ равна 0,212 [11]. Для уменьшения уровня боковых пиков АКФ можно использовать известные методы, применяемые в цифровой обработке как обычных ЛЧМ сигналов, так и сигналов с ВОС модуляцией в ГНСС. Вырожденный случай формирования сигнала РЛЧМ(1, 1) соответствует обычному ЛЧМ (см. рис. 3, 4).

На рис. 7 и 8 приведены результаты моделирования нормированных АКФ сигналов РЛЧМ (1.5, 1) и РЛЧМ (3, 1). АКФ сигнала РЛЧМ (1.5, 1) имеет только один боковой пик с амплитудой 0,489, а РЛЧМ (3, 1) – два пика с амплитудами 0,869 и 0,455.

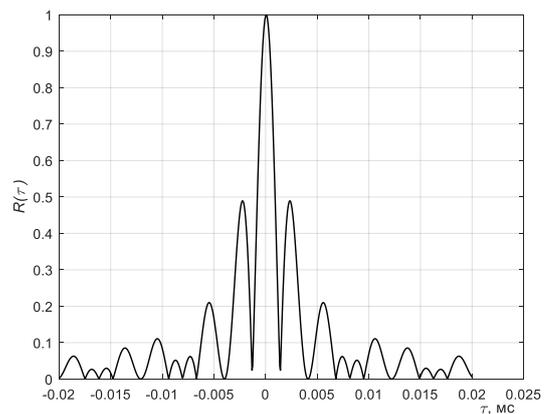


Рис. 7. АКФ сигнала РЛЧМ (1.5,1)

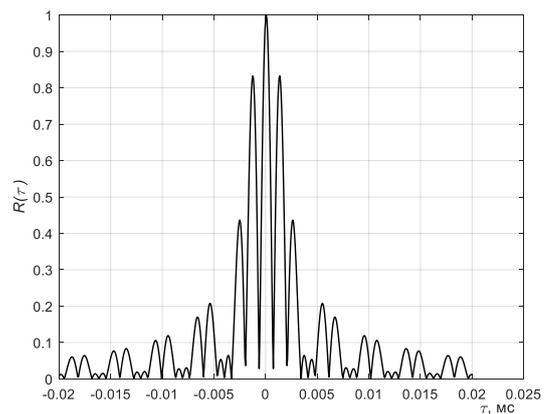


Рис. 8. АКФ сигнала РЛЧМ(3,1)

Таким образом, предложенный РЛЧМ (m, n) сигнал может быть использован для повышения потенциальной разрешающей способности РЛС, в особенности при наличии ограничений на энергию излучаемого сигнала в два и более раза (в зависимости от выбора коэффициентов m и n).

Использование РЛЧМ сигналов двух соседних радиочастотных диапазонов, разрешенных для работы

РЛС, позволяет не только повысить потенциальную разрешающую способность, но и увеличить энергетический потенциал радиоканала.

При многопозиционной пассивной радиолокации возможна совместная обработка двух и более ЛЧМ сигналов с неперекрывающимися значениями девиации частоты от различных источников излучения, как единого РЛЧМ сигнала, что также позволит повысить отношение сигнал/шум и разрешающую способность таких систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы. / Пер. с англ. под ред. В.С. Кельзона. М.: Сов. радио, 1971. 568 с.
- [2] Справочник по радиолокации. Том 4. Радиолокационные станции и системы. / Под ред. М. Скольника. Нью-Йорк, 1970. Перевод с англ. под ред. К.Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1978. 376 с.
- [3] Постановление Правительства РФ от 15 июля 2006 г. №439-23 Об утверждении таблицы распределения частот между радиослужбами Российской Федерации (в ред. Постановления Правительства РФ от 24 декабря 2009 г. №1085).
- [4] Алешкин А.П., Бахолдин В.С., Леконцев Д.А. Анализ информационных характеристик сигналов систем космической радиолокации и радионавигации и предложения по их улучшению / Труды ВКА им. А.Ф. Можайского. 2015. № 647. С. 37-42.
- [5] Алешкин А.П., Бахолдин В.С., Балашов В.М. К вопросу совершенствования технологии обработки радиосигналов радиолокации и навигации на основе анализа их информационных характеристик // Вопросы радиоэлектроники. 2015. № 4. С. 12-20.
- [6] Бахолдин В.С. Метод повышения разрешающей способности судового радиолокатора на основе сигнала с линейной частотной модуляцией и расщепленным спектром // Навигация и гидрография. 2018. № 53. С. 7-13.
- [7] Ярлыков М.С. Меандровые шумоподобные сигналы (ВОС-сигналы) и их разновидности в спутниковых навигационных системах. М.: Радиотехника, 2017. 416 с.
- [8] Пат. РФ № 2616970 / В.А. Авдеев, В.С. Бахолдин, Д.А. Гаврилов, В.А. Добриков, Д.А. Леконцев, Е.А. Ткачев. Способ обработки сигнала системы ГЛОНАСС с частотным разделением. Оpub. 19.04.2017. Бюл. №
- [9] Алешкин А.П., Бахолдин В.С., Гаврилов Д.А., Леконцев Д.А. Обработка сигналов спутниковых навигационных систем с квадратурным уплотнением и частотным разделением // Изв. вузов. Приборостроение. 2016. Т. 59. № 4. С. 261-267.
- [10] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов. 4-е изд. М: Радио и связь, 1986. 512 с.
- [11] Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: Учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». 2-е изд., перераб. и доп. М.: Вышш. шк., 1988. 448 с.

Особенности визуализации статистик выживаемости

Б. И. Смирнов, И. А. Коляк

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Abstract. Within the framework of the report, the main aspects of statistical analysis, methods of survival analysis, and a closer look at the Kaplan-Meier test were examined. The main features of the ggplot2 package, the R language, are investigated when working with regressive models. Comparison with the program SPSS for the graphic representation of the Kaplan-Meier method. An algorithm for studying the curves obtained using the Kaplan-Meier test is described. The log-rank test is considered when working with regression models, and its use together with the Kaplan-Meier method.

В рамках доклада, были рассмотрены некоторые тесты анализа выживаемости, точнее, теста Каплана-Мейера и пропорциональной регрессии Кокса [2]. Исследованы основные возможности пакета ggplot2, языка R [3], при визуализации статистик указанных тестов, особенно в плане нарушения пропорциональности рисков при построении регрессивных моделей. Произведено сравнение указанного пакета с программой IBM SPSS Statistics для графического представления кривых выживания с целью визуализации нарушений предположений пропорциональности риска.

Статистическая обработка данных является инструментом для обоснования выводов, касающихся интересующей нас популяции (группы лиц, объединенных каким-либо признаком) на основе анализа репрезентативной (представительной) выборки из этой популяции. [1] Любой статистический анализ допускает, что обнаруженные (или не обнаруженные) закономерности до известной степени могут оказаться случайными. Переходя от общей постановки проблемы и дизайна исследования к расчетам, необходимо прежде всего сформулировать статистическую гипотезу. Она служит своеобразным связующим звеном между данными и возможностью применения статистических методов анализа, формулируя вероятностный закон разброса данных.

Используя статистические методы обработки данных, были кратко изложены методы анализа выживаемости. Под методами оценки выживаемости (survival), обычно понимается изучение закономерности появления ожидаемого события у представителей наблюдаемой выборки во времени. И под этим не обязательно понимается летальный исход, как можно предположить из

названия анализа. Им может быть рецидив заболевания или, наоборот, выздоровление, в общем случае – происхождение определенного события.

Период времени от начального события (например, постановки диагноза) до итогового (летальный исход, рецидив, выздоровление, отказ системы) называется временем до события (time to event) или временем дожития. Основной проблемой является то, что время до события не обязательно может быть определено для всех пациентов выборки в ходе запланированного срока наблюдения, часть индивидов могут принять участие в исследовании не с начала, а войти в него в середине или даже к концу. Значение этого показателя становится определенным только среди тех лиц, у которых произошло интересующее событие. Для всех остальных объектов наблюдения показатель остается неизвестным до наступления события, которое может вообще не произойти за период наблюдения. Кроме того, пациенты могут выбывать из исследования в силу разных обстоятельств (смена места жительства и т.п.), включаться в исследование в его середине или в конце, а также ожидаемое событие может быть вызвано иной причиной (например, летальный исход не от заболевания, а в результате несчастного случая). Все это приводит к (нерегулярным) качественным и количественным изменениям в анализируемых данных, и определяет необходимость применения специальных методов, в которых можно было бы учесть и использовать неполную информацию.

Данные, которые содержат неполную информацию, называют цензурированными (censored). С такими выборками приходится иметь дело, когда наблюдаемый параметр является временем до наступления события, а период наблюдения ограничен (например, у пациента рецидив заболевания не обнаружен за 6 месяцев до того, как он переехал в другой город и дальнейшая информация о нем недоступна). При анализе выживаемости, как и при других методах статистического анализа, вся информация о выборке содержится в соответствующей ей функции распределения вероятности (в данном случае – времени ожидания), но используется она не в виде плотности распределения вероятности значений, а в виде функции выживания (survival function). Кумулятивная функция распределения времени ожидания $F(t)$ отражает вероятность события, время ожидания которого меньше t . Соответственно, функция выживания $S(t) = 1 - F(t)$ равна вероятности того, что событие не состоится ранее, чем по истечении времени t .

Наиболее распространенными описательными методами исследования цензурированных данных являются построение таблиц дожития (mortality table) и более часто – метод Каплана-Мейера (Kaplan-Meier method). Для анализа выживаемости часто используется регрессия Кокса и некоторые другие методы, которые не рассматриваются в рамках доклада.

Метод Каплана-Мейера используется для оценки доли объектов наблюдения (пациентов), у которых событие не произошло (функция выживания, выживаемость) для

любого момента времени в течение всего периода наблюдения.

Цензурированность данных может оказывать влияние на оценку функции выживаемости, в связи с чем, метод Каплана-Мейера использует следующие предположения:

- a. цензурированные объекты («выбывшие» из анализа или вошедшие в анализ на поздних стадиях и не имеющие случая) имеют те же самые показатели выживаемости, как и те, которые продолжают наблюдаться (т.е. цензурирование не влияет на прогноз выживаемости);
- b. оценки выживаемости одинаковы для объектов, включенных в исследование на более ранних или более поздних сроках.
- c. событие происходит именно в анализируемый момент времени.

Метод Каплана-Мейера называют также множительной оценкой, так как для вычисления используется операция умножения.

Метод Каплана-Мейера имеет тот недостаток, что он не позволяет сравнить выживаемость между группами, т.е. оценить достоверность различий кривых выживаемости. Для устранения этого недостатка в рамках анализа выживаемости используется лог-ранк тест. В основе лог-ранк теста лежит использование теста хи-квадрат с учетом цензурирования, что позволяет принять сторону нулевой гипотезы (об отсутствии различий в выживаемости) или отвергнуть ее и принять решение различия выживаемости.

Тест Каплана-Мейера (К-М) играет в анализе выживаемости такую же роль, что и тест Стьюдента в классическом статистическом анализе. Он позволяет сравнить выживаемости в целом, без учета особенности поведения кривых выживаемости в начальной части, где, по многочисленным наблюдениям, случаи происходят наиболее часто, чем в остальной части интервала наблюдения.

Кроме лог-ранк теста в основных статистических пакетах кроме лог-ранк теста используются Wilcoxon, Tarone-Ware, которые по-разному учитывают начальную и конечную части кривых выживаемости. Мы будем в дальнейшем опираться на использование пакета IBM SPSS, в других пакетах эти тесты называются несколько иначе [2].

С помощью лог-ранк теста (логарифмического рангового теста) можно оценить общую выживаемость в двух и более группах за весь период наблюдения, что является важным отличием от умозрительного сравнения показателей выживаемости в любой момент времени. Однако, тест К-М является начальным этапом описания наблюдаемого события. Следующим, несомненно, важным, этапом является прогнозирование выживаемости, которое обычно использует регрессионные модели, в данном случае модель Кокса.

Одним из ограничений применимости модели Кокса является предположение о пропорциональности риска на

интервале анализа (Cox PH model). Нарушение пропорциональности риска приводит к необходимости построения регрессии Кокса с переменными во времени параметрами. При этом реальные зависимости заменяются простейшими, обычно линейными.

Для выявления временной зависимости параметра (нарушение PH) в анализе выживаемости используются различные аналитические и графические методы [2]. Мы предлагаем еще один вариант графического определения временного дрейфа параметра на основе построения 95% ДИ.

Графическое представление метода Каплана-Мейера заключается в построении кривой выживаемости, отражающей пропорцию пациентов, у которых ожидаемое событие не произошло к определенному моменту времени. Временные интервалы определяются либо периодичностью контрольных обследований или временем

до события в реальном масштабе (если известен момент происхождения события). Когда у объекта наблюдения происходит ожидаемое событие, производится перерасчет пропорции оставшихся в исследовании объектов, у которых событие не произошло, отмечается скачком в кривой выживаемости, а если случай не произошел, а анализ далее невозможен (цензура) – крестом.

В качестве примера на рис. 1 представлены кривые выживаемости двух групп пациентов после трансплантации костного мозга (ТКМ) и использования теста Каплана-Мейера для двух вариантов терапии. Вариант (а) на рис. 1 предполагает различие выживаемости на уровне $p=0,069$ для терапии «миело» и «немиело», а вариант (б) не показывает такого различия. В качестве группирующего параметра использован индекс совместимости донор-пациент по группе крови. При этом предположить зависимость какого-либо параметра во времени нельзя.

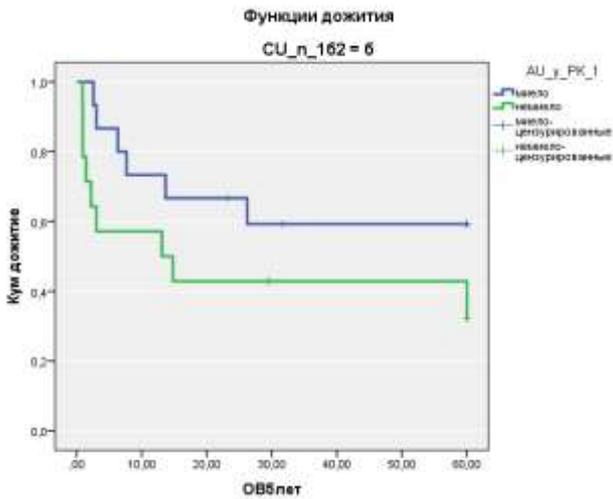


Рис. 1 (а)

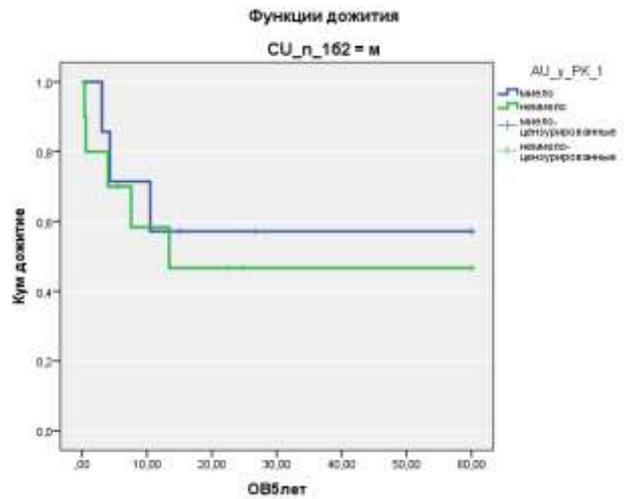


Рис. 1 (б)

Т.к. для построения мы используем выборку ограниченного размера необходимо определить доверительный интервал, для полученных значений. Для этого используется 95% доверительный интервал. Сначала, необходимо провести расчет стандартной ошибки, по формуле Гринвуда, затем вычисляется асимптотический доверительный интервал, по формуле: $S(t) \pm 1.96 * \delta(s)$, где 1.96 – квантиль нормального распределения, $S(t)$ – функция выживаемости, $\delta(s)$ – стандартная ошибка.

Пример построения кривых Каплана-Мейера с доверительным интервалом, на языке R (пакет ggplot2) и в

IBM SPSS, показаны на рис. 2 и рис. 3, соответственно. Из этого видно, что построение на рис. 2 нагляднее. Доверительные интервалы построены цельными линиями, с добавлением прозрачности, для лучшей видимости границ, наложенных друг на друга, интервалов. Поэтому каждая кривая, для различных групп исследуемых, четко выделена, вместе с доверительным интервалом. Можно рассматривать изменения как для отдельного профиля, так и для нескольких, с целью сравнения. В SPSS таких возможностей нет. Доверительный интервал выглядит нечетко, и визуально определить различия между кривыми крайне неудобно.

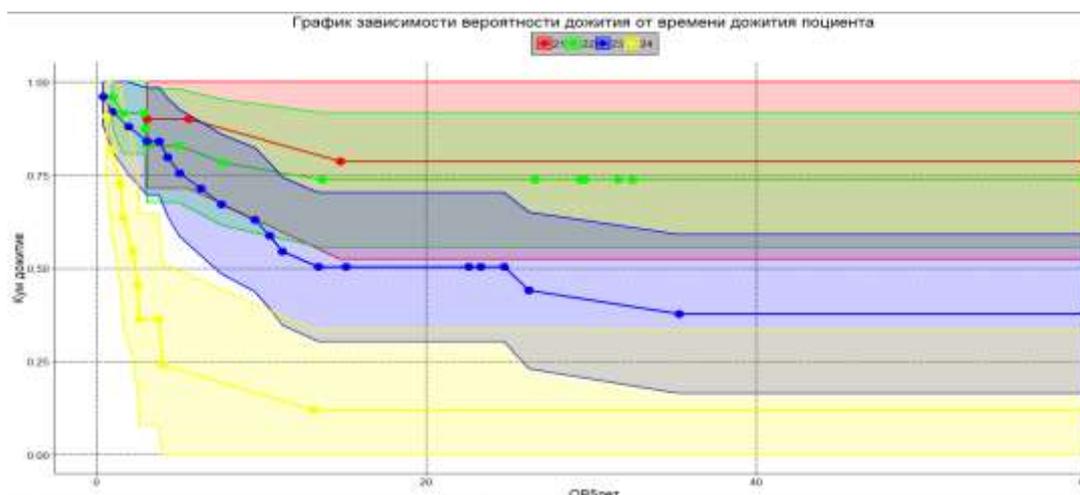


Рис. 2.

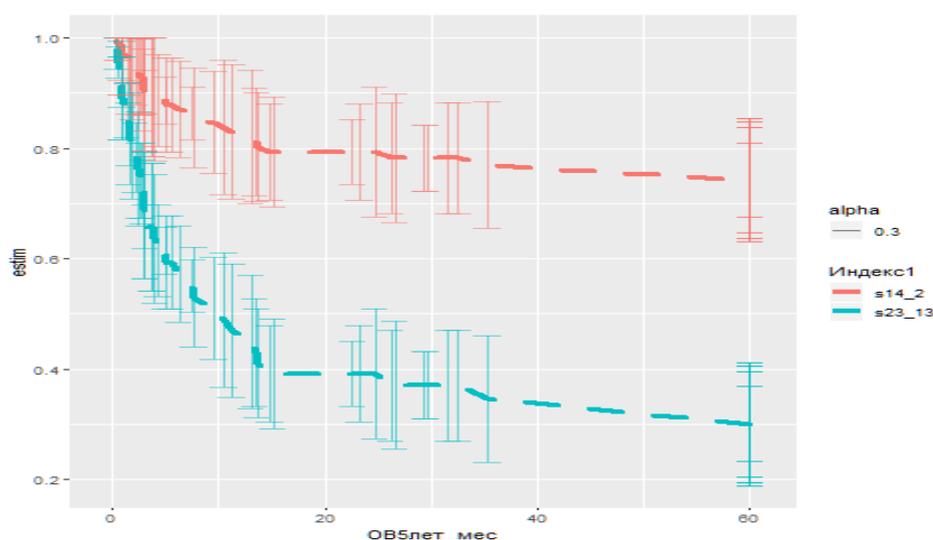


Рис. 3.

На сегодняшний день для анализа данных, в частности, статистической обработки выживаемости уже разработаны десятки программных продуктов. Лидирующими из них являются язык программирования R [5] и компьютерная программа для статистической обработки данных SPSS [4].

Язык R является более доступным, имеет огромный функционал и для статистической обработки, и для визуализации полученных данных, используя встроенный пакет ggplot2.

Он предназначен для построения двумерных графиков и диаграмм. График, при этом, представляется как конструктор, состоящий из отдельных частей, которые можно соединять произвольным образом, чтобы достичь желаемого эффекта.

Таким образом, варианты визуализации теста К-М не позволяют принять решение о значимом различии или случайных вариациях выживаемости для различных комбинациях параметров. Помощью в принятии решения

здесь оказывает лог-ранк тест. Однако если различие обнаружено, то дополнение стандартной визуализации кривых дожития вариантом с учетом 95% ДИ помогает заменить временной тренд параметра на интервал наблюдения и перейти при диагностике от простой регрессии Кокса к регрессии с переменными во времени параметрами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Статистические методы анализа в клинической практике. [Электронный ресурс].
- [2] URL: <https://www.kantiana.ru/medicinal/help/StatMethodsInClinics.pdf>. (Дата обращения 25.03.2019)
- [3] David G. Kleinbaum, Mitchel Klein. Survival Analysis. A Self-Learning Text. Second Edition, 2012, Springer.
- [4] ggplot2. [Электронный ресурс]. –URL: <https://ggplot2.tidyverse.org/index.html/>.
- [5] IBM SPSS Statistics. [Электронный ресурс]. –URL: <https://www.ibm.com/ru-ru/products/spss-statistics>.
- [6] Что такое грамматика. Графики ggplot2. [Электронный ресурс]. – URL: <http://matrunich.com/blog/2014/02/27/what-is-ggplot2-grammar-of-graphics/> (Дата обращения: 26.03.2019).

Особенности обработки радионавигационных сигналов с ВОС модуляцией

Д. А. Гаврилов, А. В. Затула

Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
gdanas@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрены основные методы и алгоритмы, применяемые при обработке ВОС модулированных сигналов глобальных навигационных спутниковых систем на этапе поиска и обнаружения и этапе слежения за параметрами сигналов.

Ключевые слова: глобальная навигационная спутниковая система; ВОС модулированные сигналы; поиск и обнаружение; слежение

I. ПЕРСПЕКТИВНЫЕ СИГНАЛЫ С ВОС МОДУЛЯЦИЕЙ В ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СПУТНИКОВЫХ СИСТЕМАХ

Сегодня трудно переоценить роль глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) в жизнедеятельности человечества. ГНСС с каждым годом находят все большее применение в различных сферах. Например, в бытовой сфере (автомобильные навигаторы), в сельском хозяйстве, в авиации (системы посадки самолетов), в морской навигации, в военной сфере и в других. Для более качественного выполнения задач к ГНСС ГЛОНАСС предъявляются требования для повышения точности навигационных определений потребителей.

Развитие ГНСС в основном определяется тактико-техническими характеристиками космического сегмента, а именно:

- развитием структуры орбитальной группировки ГЛОНАСС в части ее расширения и создания дополнений на других орбитах;
- переходом к использованию навигационного космического аппарата (НКА) нового поколения «Глонасс-К2» с повышенными тактико-техническими характеристиками;
- развитием наземного комплекса управления системы ГЛОНАСС, включая совершенствование эфемеридно-временного комплекса системы ГЛОНАСС;
- применением на новых НКА перспективных сигналов с ВОС модуляцией;
- созданием и развитием функциональных дополнений.

Работа посвящена применению перспективных сигналов с ВОС модуляцией, планируемых к использованию в ГНСС ГЛОНАСС в ближайшей перспективе. В работе будут рассмотрены принципы формирования сигнала с ВОС модуляцией, методы поиска и обнаружения сигнала и методы слежения за параметрами сигнала.

Под модуляцией ВОС (f_{sub}, f_{chip}) понимается бинарная модуляция на поднесущих частотах, при которой f_{sub} - частота отстройки поднесущих, f_{chip} - частота следования символов (чипов) кода. Обычно, частоты f_{sub}, f_{chip} выбираются кратными некоторой «базовой» частоте f_0 , т.е. $f_{sub}=mf_0, f_{chip}nf_0$. Тогда для обозначения модуляции на поднесущих частотах используется сокращенная запись ВОС (m,n).

Математически ВОС модулированный сигнал записывается следующим образом:

$$S_{voc}(t) = A \cdot d(t) \cdot P(t) \cdot S_c(t) \cos(\omega t + \varphi(t)),$$

где: A - амплитуда сигнала; $d(t)$ - двоичные символы информации; $P(t)$ - псевдослучайная последовательность; $S_c(t)$ - аппроксимация поднесущей частоты; ω - несущая частота сигнала; $\varphi(t)$ - фаза несущего колебания.

Точность оценивания задержки сигнала определяется эффективной шириной спектра сигнала:

$$\sigma_t = \frac{1}{\sqrt{2q \cdot \beta}},$$

где q - отношение сигнал/шум; β - эффективная ширина спектра сигнала [1, 4].

Высокая точность измерений может быть получена для сигнала, у которого максимумы плотности спектра сосредоточены на краях занимаемого частотного диапазона. Одним из способов достичь этого и является модуляция на поднесущих частотах. Однако для внедрения сигналов ВОС имеются некоторые сложности.

Основная сложность поиска сигнала состоит в том, что автокорреляционная функция (АКФ) имеет многопиковую структуру. На рис. 1 показана огибающая АКФ сигнала с ВОС модуляцией (обозначена пунктирной линией) и пики АКФ сигнала с ВОС модуляцией.

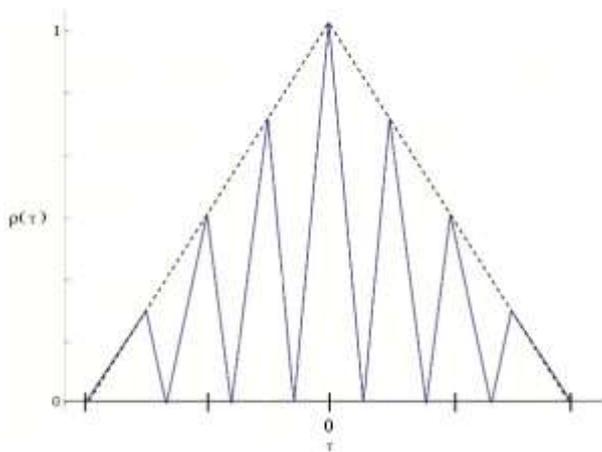


Рис. 1. АКФ ВОС модулированного сигнала

Подобный вид АКФ усложняет поиск сигнала в связи с возможностью попадания в нули корреляционной функции. В связи с этим поиск сигнала можно разделить на два этапа:

- поиск положения огибающей на корреляционной функции (обозначена пунктирной линией на рис. 1);
- поиск положения основного пика корреляционной функции.

Рассмотрим далее основные алгоритмы поиска сигнала с ВОС модуляцией.

II. АЛГОРИТМЫ ПОИСКА СИГНАЛА С ВОС МОДУЛЯЦИЕЙ

Классический алгоритм поиска. В данном методе алгоритм поиска сигнала с ВОС модуляцией аналогичен с алгоритмом поиска сигнала с BPSK модуляцией. Блок поиска изображен на рис. 2 и содержит два квадратурных коррелятора. В каждом канале входной сигнал умножается на опорный сигнал, модулированный дальномерным кодом и поднесущей.

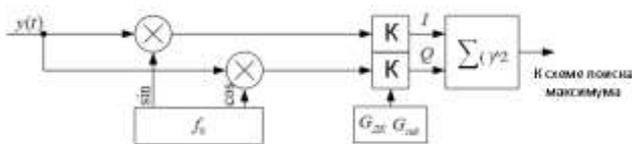


Рис. 2. Блок поиска при классическом алгоритме

Алгоритм с поиском по фазе поднесущей. В этом методе неизвестным параметром помимо задержки, частоты и фазы сигнала считается и фаза поднесущей. Фаза поднесущей разбивается на дискретные значения, образуя трехмерное поле поиска.

Отличие от классического метода заключается в том, что в блоке поиска происходит дополнительное умножение исходной реализации на опорное поднесущее колебание, что приводит к образованию одного пика АКФ, аналогичному, как и у сигнала с BPSK модуляцией. Спектр

синтезированной АКФ показан на рис. 3. Реализация данного метода происходит следующим образом: в дополнение к локальным синфазным и квадратурным сигналам несущей ещё должны генерироваться синфазные и квадратурные локальные сигналы поднесущей. Таким образом, здесь генерируются два корреляционных канала. В одном канале принятый отфильтрованный сигнал коррелируется с фазой, несущей синфазного локального сигнала ВОС, а в другом канале принятый отфильтрованный сигнал коррелируется с локальным сигналом ВОС в квадратуре поднесущей. Когда эти два канала корреляции объединяются, получается АКФ сигнала с BPSK модуляцией [4].

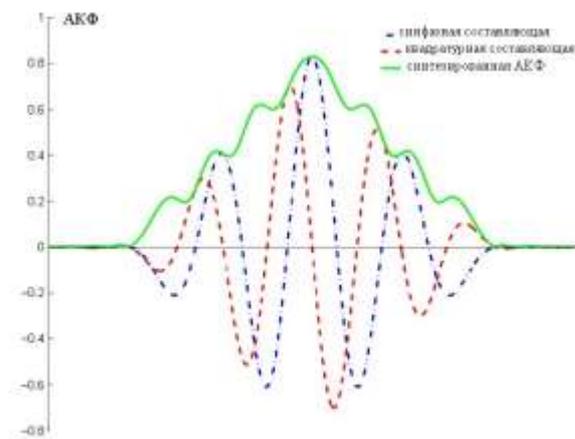


Рис. 3. Спектр синтезированной АКФ

Алгоритм BPSK-like. Данный метод заключается в рассмотрении принятого сигнала с модуляцией ВОС как суммы двух сигналов BPSK на поднесущей частоте, симметрично расположенных на каждой стороне частоты сигнала с модуляцией ВОС. Таким образом, каждый лепесток обрабатывается отдельно как сигнал BPSK. Действительно, каждый лепесток отфильтровывается и перемещается в центр полосы, и результирующий сигнал коррелируется с локальным эталоном сигнала BPSK. Поэтому приемник имеет два корреляционных канала: один для верхней отфильтрованной боковой полосы и один для нижней отфильтрованной боковой полосы. В каждом канале корреляции предусмотрена однозначная корреляционная функция. Затем два канала объединяются. В зависимости от степени фильтрации приемника, форма АКФ (в верхней и нижней боковой полосе) хорошо аппроксимируется квадратом АКФ соответствующего сигнала BPSK. И далее может быть применен классический алгоритм поиска [5].

Вывод: символы в сигнале с ВОС модуляцией имеют прямоугольную форму и, следовательно, сигнал будет иметь пилообразную, кусочно-линейную АКФ, которая имеет множество незначительных боковых пиков наряду с основным пиком. Поскольку значительное количество энергии сигнала, расположенной на боковых пиках ВОС, на этапе поиска и обнаружения данных под воздействием шума весьма вероятно, что одна из величин боковых пиков превышает основной пик, и произойдет ложное обнаружение. Для решения данных проблем используются

схемы поиска, которые исключают возможность ложного обнаружения на побочных пиках АКФ или пропуска сигнала.

Рассмотрим далее основные методы слежения за параметрами сигналов с ВОС модуляцией. Все методы основаны на том, чтобы исключить захват слежения на боковых пиках АКФ ВОС сигнала.

III. АЛГОРИТМЫ СЛЕЖЕНИЯ ЗА ПАРАМЕТРАМИ СИГНАЛОВ С ВОС МОДУЛЯЦИЕЙ

Метод обнаружения ложного захвата и восстановления правильного слежения основывается на проверке ложного захвата слежения. Наибольшее развитие получила так называемая технология «Bump and Jump» (BJ) [3]. Данный метод использует традиционный цикл отслеживания кода с постоянной проверкой того, что цикл слежения происходит на главном пике АКФ сигнала с модуляцией ВОС. Для этого в технологии BJ используются два дополнительных коррелятора, расположенных в теоретическом (предполагаемом) положении двух самых высоких боковых пиков АКФ, как показано на рис. 4.

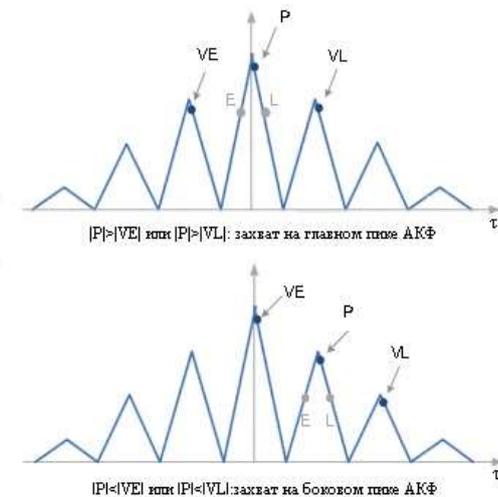


Рис. 4. Два варианта захвата пиков АКФ при слежении за параметрами сигналов с ВОС модуляцией

Метод однозначной обработки в частотной области представлен методом «боковой полосы частот». Суть метода заключается в том, что принятый ВОС модулированный сигнал рассматривается как сумма двух сигналов BPSK с несущей частотой, симметрично расположенной на каждой стороне несущей частоты ВОС. Таким образом, каждый боковой лепесток обрабатывается независимо (как сигнал BPSK), который обеспечивает однозначную корреляционную функцию и более широкую устойчивую область.

Метод однозначной обработки во временной области также носит название как метод подавления побочных пиков. Суть метода заключается в решении

неоднозначности, используя геометрическое свойство корреляционных функций, то есть использованием синтезированной корреляционной функции СКФ вместо АКФ сигнала ВОС при слежении. В принятом сигнале с модуляцией ВОС и некоторыми локальными вспомогательными сигналами, чьи формы сигнала могут отличаться от принятого, объединяются линейно или нелинейно для формирования СКФ без бокового пика. Наиболее совершенной в данном методе является техника автокорреляционным подавлением боковых пиков (ASPeCT). Суть ASPeCT заключается в удалении боковых пиков функции автокорреляции ВОС (1,1), поскольку они находятся в начале ложных точек отслеживания [2].

Вывод: с разработкой и внедрением шумоподобных сигналов с ВОС модуляцией разрабатываются новые схемы для перспективной навигационной аппаратуры потребителей (НАП) (в частности схема слежения). При этом в схеме слежения за сигналами с ВОС модуляцией возможно использование идентичной с сигналами с BPSK модуляцией схемы слежения за фазой сигнала. В переработке нуждается схема слежения за задержкой сигнала (ССЗ), т.к. при использовании той же ССЗ что и в сигналах с BPSK модуляцией произойдут сбои в работе НАП. Основная проблема в работе схем слежения за параметрами сигналов с ВОС модуляцией связана с тем, что большая энергия скапливается на побочных пиках АКФ сигнала. Вследствие этого захват слежения может произойти на побочных пиках и точность определения координат потребителя будет низкой.

Для решения данных проблем были разработаны следующие методы:

1. Обнаружения ложного захвата и восстановление правильного слежения – не подавляет боковые пики АКФ.
2. Однозначной обработки (в частотной и во временной области) – подавляет боковые пики АКФ.

Таким образом, в работе рассмотрены основные методы, используемые при обработке ВОС сигналов. Выбор и реализация конкретного метода в навигационной аппаратуре потребителей будет зависеть от режима работы перспективной НАП, от требуемых вычислительных затрат, от требуемой точности НАП и от объекта, на котором размещена НАП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Rouabah K., Flissi M., Attia S. Unambiguous Multipath Mitigation Technique for BOC(n,n) and MBOC-Modulated GNSS Signals, Algeria, 2012. pp. 3-4.
- [2] Julien O. Design of Galileo L1F Receiver Tracking Loops, Calgary, Canada, 2005. pp. 240-265.
- [3] Stephen Hodgart M., Unwin M., Blunt D. Double Estimator. A new receiver principle for tracking BOC signals. Surrey, 2008. pp. 4-5.
- [4] Zheng Yao Unambiguous Processing Techniques of Binary Offset Carrier Modulated Signals, Tsinghua University China, 2008. pp. 3-20.
- [5] Heiries V., Roviras D., Ries L., Calmettes V. Analysys of Non Ambiguous BOC signal Acquisition Performance, Toulouse, France, 2003. pp. 2-6.

Локальная система навигации на основе имитаторов сигналов глобальных навигационных спутниковых систем

В. О. Дрыга

Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
dryga.vo@edu.spbstu.ru

Е. А. Щербинина

Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
shcherbinina_ea@spbstu.ru

А. П. Рачицкая

ООО «Специальный технологический центр»
melikhova.a@spbstu.ru

Abstract. Global Navigation Satellite System (GNSS) can't provide the high precision of indoor positioning in buildings, underground, mines and other places, where signals interfere. There is an intense trend of navigation in such places by using only standard GNSS receivers. The precision of indoor positioning system based on GNSS simulators is described in this paper.

Keywords: GNSS; indoor positioning; GNSS signal simulator; BeiDou

I. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день глобальные спутниковые навигационные системы (ГНСС) занимают большой сегмент на рынке позиционирования мобильных устройств. Тем не менее, при нахождении приемника сигналов ГНСС в здании, метро, шахте, а также на открытой местности в условиях плотной городской застройки сигналы ГНСС могут оказаться недоступны для решения задач позиционирования. Данное явление происходит вследствие сильного затухания сигналов ГНСС, несущие частоты которых лежат в диапазоне 1–2 ГГц, при прохождении через препятствия, а также вследствие эффекта многолучевого распространения сигналов, когда в результате отражения сигнала от различных поверхностей на приемник приходит несколько копий исходного сигнала с разными амплитудами и фазовыми сдвигами [1]. В настоящее время возможными альтернативами при позиционировании мобильных объектов, снабженных стандартными навигационными приемниками в случае, когда навигационные космические аппараты (НКА) не находятся в зоне прямой видимости или испытывают значительные помехи, являются локальные навигационные системы (ЛНС) на основе имитаторов сигналов ГНСС или псевдолитов [2, 3, 4, 5]. Актуальным является исследование способа построения

такой системы навигации, рассчитанной на использование в качестве абонентских терминалов стандартных приемников ГНСС. В то время, как при известных архитектурах таких ЛНС рассматривается позиционирование только статических объектов [6], в то время как наибольший интерес представляет исследование ЛНС при перемещении позиционируемых объектов.

II. ЛОКАЛЬНОЕ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ НА ОСНОВЕ ИМИТАТОРОВ И ПСЕВДОЛИТОВ

Псевдолиты (псевдоспутники) – наземные источники ГНСС-подобных навигационных сигналов, установленные в точках с известными координатами. Данные устройства при формировании навигационных сигналов используют уникальные псевдослучайные последовательности, зарезервированные специально для целей локального позиционирования [7, 8]. Данная особенность, вместе с необходимостью использования нестандартной формы эфемерид требует, как минимум, программной модернизации стандартного навигационного оборудования для приема сигналов, излучаемых псевдолитами [9]. В отличие от них имитаторы сигналов ГНСС являются устройствами, излучающими сигналы с номерами псевдослучайных последовательностей такими же, как и реальные НКА, и не требующими разработки специализированных приемных устройств. Данные устройства используются при проверке и испытаниях навигационной аппаратуры потребителя на соответствие заданным техническим требованиям на этапах разработки, производства и эксплуатации оборудования, когда сигналы ГНСС не доступны по причине того, что данные действия в основном проводятся внутри помещений, а также в условиях плотной городской застройки [10].

Построение ЛНС на основе имитаторов сигналов ГНСС может быть выполнено различными способами. Наиболее

простой с точки зрения реализации использует метод ближайшего соседа [10], при котором имитатором формируется навигационное поле для единственной точки – центра зоны покрытия. Таким образом, при таком подходе пользователь, находящийся в зоне действия конкретного имитатора, всегда будет определять свое местоположение, как если бы он находился в центре зоны покрытия. Данное условие вносит значительную погрешность при позиционировании, которая определяется шагом размещения имитаторов или радиусом зоны действия конкретного имитатора.

С другой стороны, в случае построения ЛНС на основе нескольких имитаторов или n -канального имитатора [6], при котором для каждого имитируемого НКА используется отдельная излучающая антенна, расположенная на линии распространения сигнала с учетом времени распространения сигнала, в результате чего данное генерируемое навигационное поле будет соответствовать полю, генерируемому реальными НКА на открытом пространстве.

III. МОДЕЛЬ ЛОКАЛЬНОЙ НАВИГАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ИМИТАТОРОВ СИГНАЛОВ ГНСС

В данной работе на основе проведенного анализа возможных вариантов построения ЛНС осуществляется моделирование ЛНС с использованием 4-канального имитатора или четырех имитаторов ГНСС (рис. 1). Для обновления навигационной информации, а также для синхронизации по времени может использоваться внешняя приёмная антенна. Излучающие антенны имитаторов закрепляются по периметру помещения на более высоком уровне, чем позиционируемые объекты. На рис. 1 изображены: пользователь, имитаторы сигналов ГНСС ($S1-S4$), а также имитируемые НКА. Поскольку точность определения местоположения в ГНСС зависит от точности измерения времени прихода сигнала от каждого из НКА, то необходимо обеспечение общей временной синхронизации имитаторов согласно шкале времени, используемой в данной ГНСС. В случае нахождения пользователя на одной линии с имитатором сигналов ГНСС и имитируемым НКА (рис. 1), то есть разница между измеренным и фактическим моментами времени прихода сигнала в точку нахождения пользователя равна нулю (данное положение будем называть эталонным), в измеряемую псевдодальность не вносится дополнительных ошибок. На рис. 2 показан случай, когда пользователь смещается с прямой между имитатором и имитируемым НКА, что приводит к появлению систематической ошибки в измерении дальности до НКА. При этом следует ожидать, что вблизи эталонного положения в пределах некоторого радиуса будет обеспечиваться достаточно малая величина указанной систематической ошибки (порядка тех нормальных ошибок, которые возникают при измерении координат вследствие воздействия аддитивного шума в приемном устройстве).



Рис. 1. Расположение основных объектов ЛНС относительно друг друга

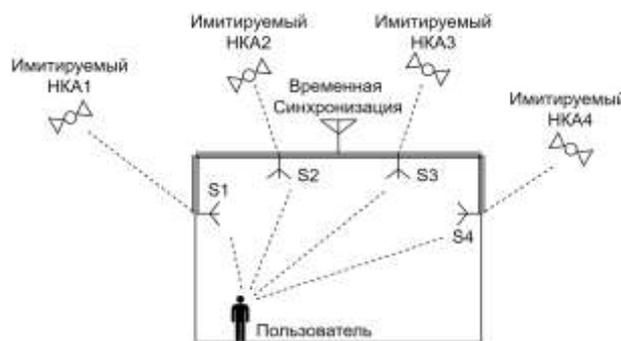


Рис. 2. Появление систематической ошибки в определении местоположения пользователя вследствие неправильного учета распространения радиоволн

Указанный подход к построению ЛНС может быть реализован с применением любого из существующих типов навигационных сигналов. Однако при выборе типа ГНСС и диапазона действующих частот, необходимо исходить из того, что в случае имитации сигналов ГНСС, которые активно используются на территории европейской части России (GPS, ГЛОНАСС, Galileo), будет создаваться помеха легитимным сигналам. В связи с этим, в качестве навигационных сигналов предпочтительно использовать, например, сигналы китайской ГНСС BeiDou B1 [12]. Частота диапазона B1 (1561.098 МГц) отличается от рабочей частоты активно используемых ГНСС, вследствие чего исключается создание помех последним.

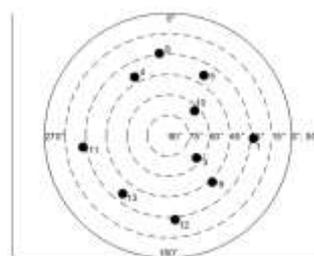


Рис. 3. Созвездие НКА, используемое при моделировании

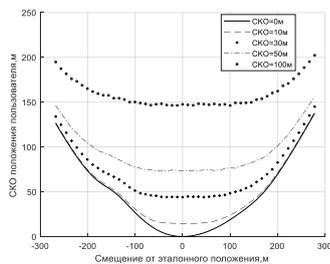


Рис. 4. СКО измерения положения пользователя при перемещении пользователя вдоль широты

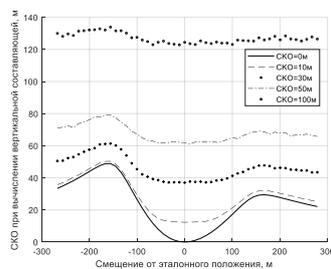


Рис. 5. СКО при вычислении вертикальной составляющей положения пользователя при перемещении вдоль широты

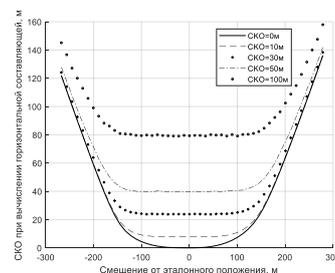


Рис. 6. СКО при вычислении горизонтальной составляющей положения пользователя при перемещении пользователя вдоль широты

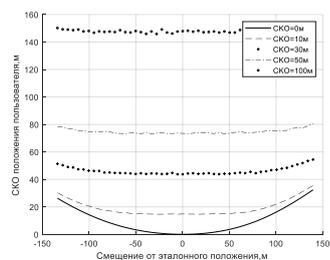


Рис. 7. СКО измерения положения пользователя при перемещении вдоль долготы

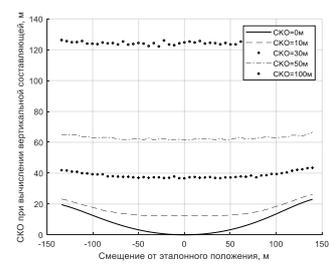


Рис. 8. СКО при вычислении вертикальной составляющей положения пользователя при перемещении вдоль долготы

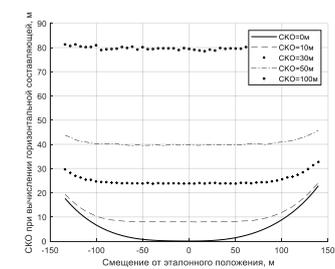


Рис. 9. СКО при вычислении горизонтальной составляющей положения пользователя при перемещении вдоль долготы

Также целесообразность использования сигналов BeiDou B1 связана с тем, что большинство современных приемников ГНСС обеспечивает прием и обработку сигналов данного диапазона, что делает избыточным использование дополнительного оборудования в приемниках для локального позиционирования.

В ходе исследования в среде Матлаб была разработана модель ЛНС на основе имитаторов ГНСС BeiDou, с помощью которой оценена точность определения координат в исследуемой ЛНС в зависимости от величины среднеквадратической ошибки (СКО) определения псевдодальностей при разных положениях пользователя относительно имитаторов навигационных сигналов.

В качестве эталонного положения пользователя была выбрана точка (59.992859 с.ш., 30.382437 в.д.) на высоте 90 м над уровнем моря, при этом каждый имитатор сигналов ГНСС конкретного НКА и пользователь находятся на одной линии (рис. 1). Расстояние между пользователем и каждым из имитаторов было принято равным 150 м. При моделировании проводились измерения точности позиционирования при различных смещениях положения пользователя (при изменении широты (рис. 4, 5, 6) и долготы (рис. 7, 8, 9)), а также при различных СКО определения псевдодальностей равных 0, 10, 30, 50, 100 м. Позиционирование осуществлялось на основе созвездия НКА, показанного на рис. 3. Угол маски α , определяющий минимальный угол склонения, ниже которого спутники считаются, находящимися вне зоны видимости, в данной работе принят равным $\alpha = 10^\circ$. Из рис. 4, 7 следует, что абсолютная ошибка по порядку равна

ошибке измерения псевдодальности. Из сравнения рис. 5 и 6, 8 и 9, можно сделать вывод, что наибольшая часть ошибки лежит в определении высоты пользователя, что является положительным фактом, поскольку при позиционировании (особенно внутри помещений) наиболее важна точность по горизонтали, нежели по высоте. Из рис. 6, 9 следует, что точность позиционирования практически не зависит (в данном случае при смещении до 100 м) от смещения пользователя относительно эталонной точки.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы была проведена оценка точности ЛНС на основе имитаторов сигналов ГНСС. Анализ полученных данных показывает, что ЛНС на основе имитаторов сигналов обладают большей погрешностью при вычислении вертикальной составляющей местоположения, что не является весомым недостатком, поскольку в закрытых помещениях наиболее приоритетной задачей при позиционировании является определение горизонтальной составляющей (долготы и широты) местоположения. Например, при СКО измерения псевдодальности, равному 10 м, СКО измерения положения пользователя в горизонтальной плоскости не превышает 8 м, что соответствует точности позиционирования на открытой местности при использовании сигналов реальных НКА. Также анализ показывает, что при перемещении пользователя в радиусе 100 м от эталонной точки, погрешность позиционирования не зависит от смещения пользователя, что позволяет

использовать ЛНС на основе 4-х канального имитатора в случаях, когда ГНСС является недоступной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] M.O. Teunissen P., "Springer Handbook of Global Navigation Satellite Systems" Springer International Publishing, 2017.
- [2] Nel Samana; Alexandre Vervisch-Picois; Thierry Taillandier-Loize. A GNSS-based inverted radar for carrier phase absolute indoor positioning purposes first experimental results with GPS signals // 2016 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2016.
- [3] Ikhlas SELMI, Alexandre VERVISCH-PICOIS, Yaneck GOTTESMAN, Nel SAMAMA. GNSS-Based Calibration of the Infrastructure of the Repealite Indoor Positioning System // 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 2013.
- [4] Heidi Kuusniemi, Mohammad Zahidul H. Bhuiyan, Marten Strom, Stefan Soderholm, Timo Jokitalo, Liang Chen, Ruizhi Chen. Utilizing pulsed pseudolites and high-sensitivity GNSS for ubiquitous outdoor/indoor satellite Navigation // 2012 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 2012.
- [5] Ikhlas SELMI; Alexandre VERVISCH-PICOIS; Nel SAMAMA. Design of New Codes for Reducing Interference Between GNSS-Like Signals Transmitted Indoors // 2013 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation, 2013.
- [6] Ma Chao; Wang Jinling; Chen Jianyun. Beidou Compatible Indoor Positioning System Architecture Design and Research on Geometry of Pseudolite. // 2016 Fourth International Conference on Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation and Location Based Services (UPINLBS), 2016.
- [7] Xingli Gan; Baoguo Yu; Zhang Heng; Lu Huang. Indoor Positioning Technology of BeiDou/GPS Pseudolites Correction PDR // 2017 International Conference on Indoor Positioning and Indoor Navigation (IPIN), 2017.
- [8] J. Wang; C. Rizos; L. Dai; T. Tsujii; J. Barnes; D. Greiner-Brzezinska; C.K. Toth. Integration of GNSS and Pseudo-Satellites: New Concepts for Precise Positioning.
- [9] Weicheng Zhang; Zheng Yao; Mingquan Lu. An improved pseudolite-based indoor positioning system compatible with GNSS. // 2016 Fourth International Conference on Ubiquitous Positioning, Indoor Navigation and Location Based Services (UPINLBS), 2016.
- [10] Jaroslaw Magiera. Design and implementation of GPS signal simulator. // 2012 International Conference on Localization and GNSS, 2012.
- [11] Perdue L.; Sasaki H.; Fisher J. Zone Based Indoor Location Using GNSS Simulators. [электронный ресурс]. URL: https://spectracom.com/sites/default/files/document-files/ISGNSS-2015-Paper_IntelligentRepeater_Perdue-Final.pdf (дата обращения 24.01.2019).
- [12] Интерфейсно-контрольный документ системы BeiDou "BeiDou Navigation Satellite System Signal In Space Interface Control Document".

Расширенная полигармоническая модель пеленгационного метода конического сканирования

Г. А. Горбатовский¹, А. А. Блудов², В. С. Павлов³

АО «НПП «Радар ММС» (Санкт-Петербург)

¹gorbatovsky.g@gmail.com, ²bludov_aa@radar-mms.com, ³w14z@yandex.ru

Abstract. The model for conical scanning method of direction-finding is studied, in which antennas ray cross-section is generalized by ellipse form, and attendant spectrum widening of the useful signal envelope is examined from the position of additional direction-finding information. It is shown that application of polyharmonic composition of the present spectrum makes it possible to increase significantly the angular aperture of direction-finding operational area jointly with the alteration possibility for this aperture at the algorithmic layer. Modified estimation procedure is proposed for angular coordinates of radar object in order to actualize the ascertained facilities and having practical importance.

Keywords: conical scanning; direction-finding; estimation; radar object; spectrum

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные радиолокационные системы на основе фазированных антенных решеток имеют весомый задел для расширения модели известного пеленгационного метода конического сканирования [1], поскольку предоставляют широкие возможности выбора

пространственных характеристик сканирующего антенного луча (АЛ). Целью расширения этой модели является как развитие теоретических позиций, так и обоснование новых способов модификации пеленгационного метода конического сканирования, направленных на повышение эффективности его применения.

II. РАСШИРЕНИЕ МОДЕЛИ АНТЕННОГО ЛУЧА

В качестве одного из вариантов расширения модели АЛ рассмотрим обобщение его сечения в форме эллипса, характеризуемого двумя параметрами ширины по двум ортогональным плоскостям [2]: Δ и $\kappa\Delta$, где $\kappa \leq 1$ – коэффициент сжатия эллипса (эллиптичность).

В ситуации, когда данный эллипс вытянут в плоскости, проходящей через ось конического сканирования и ось АЛ, угловой растр рабочей области пеленгации определяется большей шириной Δ , наряду с тем, что коэффициент направленного действия антенны пропорционален $1/(\kappa\Delta^2)$ [2] и тем больше, чем меньше κ .

Это означает возможность улучшения энергетических условий оценивания угловых координат локационного объекта (ЛО) при фиксированной ширине рабочей области пеленгации, примерно равной Δ , и использовано в [3] для достижения технического результата изобретения.

III. ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ КООРДИНАТНАЯ ИНФОРМАЦИЯ ПЕЛЕНГАЦИОННОГО МЕТОДА КОНИЧЕСКОГО СКАНИРОВАНИЯ

В рассматриваемом методе пеленгации информация о направлении на ЛО – его широте θ и долготе φ (в сферической системе координат), как известно [1], «кодируется» соответственно в коэффициент глубины [4] и фазу амплитудной модуляции низкочастотной огибающей $s(\theta, \varphi, t)$ принимаемого полезного сигнала. Для анализа этой огибающей применим ее разложение в ограниченный ряд Фурье тригонометрической формы [4] по постоянной составляющей $S_0(\theta)$ и N гармоникам:

$$s(\theta, \varphi, t) \cong S_0(\theta) + 2 \sum_{n=1}^N S_n(\theta) \cos(n\Omega t - n\varphi), \quad (1)$$

где $S_n(\theta)$ – амплитудный коэффициент n -й гармоники, Ω – круговая частота конического сканирования.

Установлено, что сжатие эллипса, характеризующего сечение АЛ, существенным образом изменяет спектральный состав (1), увеличивая в нем удельный вес дополнительных гармоник частоты Ω (начиная со второй гармоники: $n \in [2, N]$), которые исключаются при стандартной реализации пеленгационного метода конического сканирования [1]. Для иллюстрации данного обстоятельства на рис. 1 показаны зависимости от θ для амплитуд основной $S_1(\theta)$ и совокупной дополнительной

$F(\theta) = \sqrt{\sum_{n=2}^N S_n^2(\theta)}$ составляющих разложения (1) при $\kappa = 0,5$ (двукратном сжатии эллипса), значении $S_0(0) = 1$ и гауссовской аппроксимации диаграммы направленности АЛ. Из рис. 1 нетрудно видеть, что дополнительные гармоники несут в себе ощутимый объем пеленгационной информации, относящейся к области средних и больших значений угла θ .

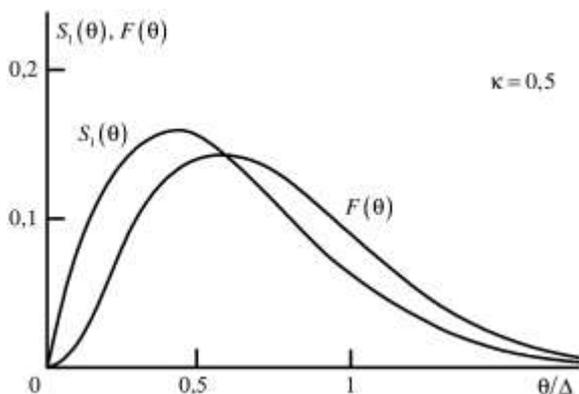


Рис. 1. Основная и дополнительная составляющие полигармонического разложения

Однако самостоятельное использование этих гармоник затруднительно в силу крайне низкой чувствительности функции $F(\theta)$ к углу θ при его малых значениях. Следовательно, дополнительные гармоники рационально задействовать в целях коррекции оценок угловых координат ЛО, например, с позиции двухшкальной пеленгации [5].

IV. МОДИФИКАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ПРОЦЕДУРЫ ПЕЛЕНГАЦИОННОГО МЕТОДА КОНИЧЕСКОГО СКАНИРОВАНИЯ

В результате ряда аналитических и логических действий обоснован способ эффективного использования указанных выше дополнительных гармоник для расширения рабочей области пеленгации. Этот способ состоит в формировании дополнительной оценки угла θ в виде корректирующей компоненты $H(\theta)$, вводимой в стандартную вычислительную процедуру [1] пеленгационного метода конического сканирования. Данная процедура, как известно, реализуется на основе фазового детектирования первой гармоники разложения (1) и описывает оценки угловых координат ЛО $u_x(\theta, \varphi)$ и $u_y(\theta, \varphi)$ по двум ортогональным плоскостям пеленгации (XZ и YZ) [6]. Пересчет оценок $u_x(\theta, \varphi)$ и $u_y(\theta, \varphi)$ в соответствующие скорректированные оценки $z_x(\theta, \varphi)$ и $z_y(\theta, \varphi)$ предлагается выполнять следующим образом:

$$z_{x(y)}(\theta, \varphi) = u_{x(y)}(\theta, \varphi) \sqrt{1 + \alpha H(\theta)}, \quad (2)$$

где α – параметр глубины коррекции.

В общем случае компоненту $H(\theta)$ можно представить в виде:

$$H(\theta) = \sum_{n=1}^N a_n^2 S_n^2(\theta) / S_0^2(\theta), \quad (3)$$

где a_n – весовой коэффициент для n -й гармоники.

Расчет набора коэффициентов $\{a_n\}$ требует решения оптимизационной задачи [7] относительно раствора и линейности пеленгационной характеристики (ПХ). При решении данной задачи следует учитывать возможные сопутствующие мешающие воздействия, вызванные, например эффектом поляризационной модуляции полезного сигнала [8], оказывающим значительное влияние на вторую гармонику разложения (1).

Важный частный случай (3) имеет место при равенстве $a_n = n$, когда компонента $H(\theta)$ пропорциональна квадрату частоты эквивалентной гармонической огибающей [9] принимаемого полезного сигнала. Этот частный случай можно трактовать как совмещение пеленгационного метода конического сканирования с дополнительной частотной оценкой широты ЛО.

Примеры ПХ для данного частного случая, рассчитанные на основе (2) и (3) и совпадающие по ортогональным плоскостям пеленгации, приведены на рис. 2 при $\kappa = 0,5$ и $N = 2, 4, 7$. Этот рисунок показывает, что растворы скорректированных ПХ $Z(\theta) = z_x(\theta, 0)/\Delta = z_y(\theta, \pi/2)/\Delta$ значительно шире раствора исходной ПХ $U(\theta) = u_x(\theta, 0)/\Delta = u_y(\theta, \pi/2)/\Delta$ (пунктирная кривая), соответствующей стандартной реализации пеленгационного метода конического сканирования. Количественный показатель этого расширения увеличивается с ростом N и может быть задан данным числом на уровне частотной обработки огибающей полезного сигнала в (3), что аналогично пространственно-частотному методу пеленгации [10]. При уточнении коэффициента κ и числа N необходимо учитывать энергетические условия пеленгации ЛО, что является отдельной задачей исследования.

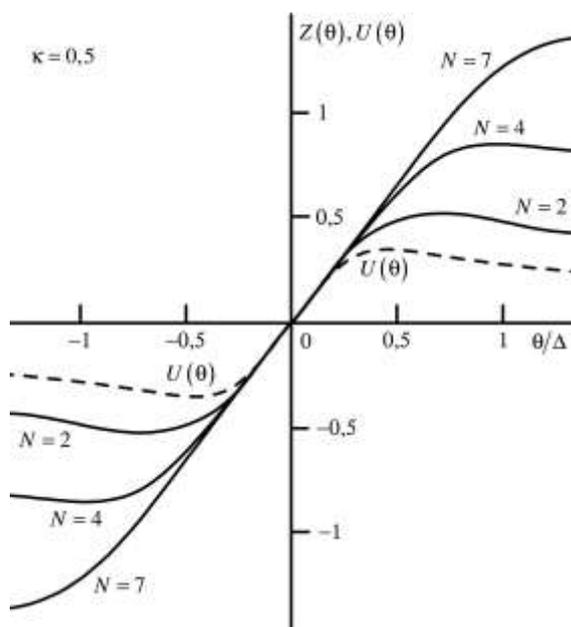


Рис. 2. Исходная и скорректированные пеленгационные характеристики

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. М.: Мир, 1965. 748 с.
- [2] Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
- [3] Пат. РФ 2616597 / Г.В. Анцев, А.А. Блудов, С.А. Боршин, Г.А. Горбатовский, Е.Л. Капылов, В.С. Павлов, А.Ф. Суворов. Пеленгатор источника радиоизлучения с широкоугольным коническим сканированием; Опубл. 18.04.2017. Бюл. № 11.
- [4] Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Изд-во «Дрофа», 2006. 720 с.
- [5] Горбатовский Г.А., Блудов А.А., Павлов В.С. Двухшкальная модификация пеленгационного метода конического сканирования // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 6-14.
- [6] Радиоуправление реактивными снарядами и космическими аппаратами / Под ред. Л.С. Гуткина. М.: Сов. радио, 1968. 680 с.
- [7] Зайченко К.В., Павлов В.С. Моделирование и оптимизация многоотсчетных чувствительных элементов локационных систем / С.-Петербург. гос. ун-т аэрокосм. приборостр. СПб., 2004. 131 с. Деп. в ВИНТИ, № 705-B2004.
- [8] Блудов А.А., Горбатовский Г.А., Павлов В.С., Суворов А.Ф. Оценка и компенсация поляризационных погрешностей в пеленгационном методе конического сканирования // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2018. № 2. С. 47-54.
- [9] Коростелев А.А. Пространственно-временная теория радиосистем. М.: Радио и связь, 1987. 320 с.
- [10] Павлов В.С. Пространственно-частотный метод определения угловых координат локационного объекта // Информационно-управляющие системы. 2016. № 4. С. 94-100.

Способ обнаружения подмены навигационного поля ГЛОНАСС

В. А. Авдеев, С. В. Барякшев, Р. Д. Биккин
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
apex7@rambler.ru

Abstract. The using of known carrier frequencies and modulation methods makes the navigation receiver of the global navigation satellite system (GNSS) GLONASS vulnerable to certain types of radio interference. The most dangerous types of interference in the GNSS frequency bands are imitation interference or spoofing. One of the possible ways to maintain the performance of the GNSS receiver and preserve required accuracy of positioning is the development of the effective spoofing defense methods. The work is devoted to the development of the method for anti-spoofing method and practical testing of its effectiveness.

Keywords: GNSS receiver; spoofing defense; mitigation of imitation interference

I. ПРИНЦИП ПОДМЕНЫ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ

Одним из наиболее опасных типов помех в частотных диапазонах ГНСС являются имитационные помехи. Имитационные помехи – это помехи, которые по своим параметрам одинаковы с параметрами полезного сигнала, за исключением параметров, переносящих полезную информацию. Данный вид помех при правильной постановке легко проходит через этапы пред и пост корреляционной обработки и воспринимается НАП как обычное измерение по сигналам ГНСС, однако приводит к неверному решению навигационной задачи [1].

Подмена навигационного поля ГНСС – это трансляция ложного сигнала с целью того, чтобы подавляемый приёмник принял ложный сигнал за истинный сигнал навигационного космического аппарата (НКА). Приёмник под воздействием имитационной помехи получает ложное представление о своём местоположении, системном времени или о том и другом одновременно.

Постановщик помехи должен воспроизвести несущую, дальномерный код и цифровую информацию каждого открытого сигнала GNSS, который планируется заменить. Типовой сигнал ГНСС на входе приёмника имеет вид [1]:

$$y(t) = Re \left\{ \sum_{i=1}^N A_i D_i [t - \tau_i(t)] C_i [t - \tau_i(t)] e^{j[\omega_c t - \varphi_i(t)]} \right\}, \quad (1)$$

где N – число широкополосных сигналов на входе приёмника, A_i – амплитуда несущей i -го сигнала, $D_i(t)$ – биты цифровой информации i -го сигнала, $C_i(t)$ –

дальномерный код, $\tau_i(t)$ – фаза дальномерного кода i -го сигнала, ω_c – частота несущей без учёта доплеровского сдвига и $\varphi_i(t)$ – нестабильность фазы несущей i -го сигнала.

Постановщик имитационной помехи транслирует набор подобных сигналов:

$$y_s(t) = Re \left\{ \sum_{i=1}^N A_{si} D_i [t - \tau_{si}(t)] C_i [t - \tau_{si}(t)] e^{j[\omega_c t - \varphi_{si}(t)]} \right\}. \quad (2)$$

Номинально $N_s = N$, т.е. количество ложных сигналов равно количеству истинных сигналов. Чтобы ввести приёмник в заблуждение, дальномерный код каждого ложного сигнала должен совпадать с дальномерным кодом соответствующего подменяемого сигнала и, как правило, постановщик помех передаёт оценку цифровой информации каждого сигнала. Амплитуда, фаза кода и фаза несущей помечены индексом s , при $i=1, \dots, N_s$. Отличие указанных величин в ложном сигнале от таковых в истинном сигнале будет определяться конкретной стратегией подмены навигационного поля.

В процессе постановки имитационной помехи сигнал на входе подавляемого приёмника будет выглядеть следующим образом:

$$y_{tot}(t) = y(t) + y_s(t) + v(t), \quad (3)$$

где $v(t)$ – шум на входе приёмника. В некоторых случаях шум имеет естественное происхождение. Однако в других случаях постановщик помех добавляет к ложному навигационному сигналу шумовую составляющую.

Подмена навигационного поля в этом случае осуществляется путём синтеза ложной фазы кода $\tau_{s1}(t), \dots, \tau_{s1N_s}(t)$ по закону, обеспечивающему ложные отчёты координат и времени для подавляемого навигационного приёмника, при этом различие ложных и истинных значений, как правило, удерживается небольшим. Требуется несложные расчёты, чтобы синтезировать изменение во времени ложной фазы кода. При этом фаза несущей ложного сигнала $\varphi_{s1}(t), \dots, \varphi_{s1N_s}(t)$ должна изменяться согласованно с фазой кода таким образом, чтобы

$$\omega_c [\tau_{si}(t_b) - \tau_{si}(t_a)] = \varphi_{si}(t_b) - \varphi_{si}(t_a), \quad (4)$$

для любых двух моментов времени t_a и t_b , для каждого ложного сигнала.

В противном случае, подавляемый приёмник может выявить нетипичное соотношение между фазами несущей и кода или может произойти срыв слежения за ложным сигналом. Любой качественный имитатор сигналов ГНСС может сгенерировать самосогласованный ансамбль ложных сигналов [2]. Ретрансляционное устройство с одной антенной, обычно называемое ретрансляционный постановщик имитационной помехи, может сделать то же самое.

II. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ВЫРОЖДЕННОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО АНАЛИЗА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДМНЫ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ

Задача обнаружения факта подмены навигационного поля ГНСС может быть сведена к известной в математике, так называемой задаче о «разладке», возникающей при организации контроля некоего производственного процесса с целью недопущения снижения качества выпускаемой продукции. В этом случае на устройство контроля поступает некоторый временной процесс, отражающий состояние определенных показателей качества выпускаемой продукции. В случае «разладки» производства наступает изменение статистических свойств анализируемого процесса, которое и фиксируется устройством контроля. Как правило, ставится задача скорейшего обнаружения «разладки», т.е. факт изменения статистических свойств контролируемого процесса должен быть обнаружен с минимальной задержкой во времени при заданных ограничениях на условия контроля.

Для обнаружения имитационной помехи анализу могут подвергаться отличия одномоментных измерений координат от их эталонных значений. Текущие отсчеты координат декодируются из навигационного сообщения в стандарте NMEA-0183 с выхода НАП. Координаты, которые могут быть использованы как эталонные, формируются путем обработки одномоментных измерений при отсутствии помех.

При анализе формируются разности Δu_i ($i=1...m$, m -число отсчетов), которые имеют различные статистические характеристики при наличии и отсутствии помех.

Таким образом, в устройство контроля состояния проверяемого канала поступает временной ряд Δu_i , и задача состоит в том, чтобы с минимальной задержкой во времени установить факт возникновения неисправности канала, которая проявляется в изменении статистических характеристик отсчетов временного ряда Δu_i . Возникновение неисправности проявляется, в частности, в том, что она обуславливает изменение вероятности p того, что значение отсчета Δu_i окажется в пределах заданного интервала $(-\Delta u_0 \leq \Delta u_i \leq \Delta u_0)$, где Δu_0 – заданная величина (уровень бинарного квантования).

Пусть $p = p_0$ при исправном канале и $p = p_1$ при неисправном состоянии канала (наличие помехи).

Для выявления имитационной помехи могут использоваться различные методы обработки отсчетов временного ряда Δu_i . Одним из них является метод вырожденного последовательного анализа [4].

Метод вырожденного последовательного анализа (ВПА) рассмотрим применительно к варианту бинарного квантования отсчетов временного ряда Δu_i . При бинарном квантовании отсчеты Δu_i преобразуются в отсчеты временного ряда α_i , которые получены по следующему правилу:

$$\alpha_i = \begin{cases} \log \frac{P_1}{P_0}, |\Delta u_i| \geq \Delta u_0, \\ \log \frac{1-P_1}{1-P_0}, |\Delta u_i| < \Delta u_0, \end{cases} \quad (5)$$

где $\alpha_1 = \frac{P_1}{P_0}$ – парциальный коэффициент правдоподобия ситуации, когда

$$|\Delta u_i| \geq \Delta u_0 \text{ и } \alpha_2 = \frac{1-P_1}{1-P_0} \text{ – парциальный коэффициент}$$

правдоподобия ситуации, когда $|\Delta u_i| < \Delta u_0$.

Так как отсчеты α_i – при различных значениях индекса i статистически независимы, то имеет место следующее рекуррентное соотношение:

$$L_n = L_{n-1} + \alpha_n, \quad (7)$$

где L_n – значение логарифма коэффициента правдоподобия при поступлении в устройство обработки n отсчетов временного ряда α_i . В устройстве обработки величины L_n сравниваются с двумя пороговыми значениями – положительным A и нулевым порогом.

Если при поступлении отсчета α_n $L_n \geq A$, то выдается решение о том, что один из контролируемых каналов неисправен. Если при поступлении отсчета α_n $L_n \leq 0$, то никакого решения не выдается и полученные значения L_n полагаются равными нулю, то есть при поступлении очередного $(n+1)$ -го отсчета α_{n+1} величина L_{n+1} полагается равной α_{n+1} , если $\alpha_{n+1} > 0$ и $L_{n+1} = 0$, если $\alpha_{n+1} < 0$.

Для упрощения обработки за единицу измерения логарифма коэффициента правдоподобия L_n

целесообразно использовать величину $\left| \log \frac{1-P_1}{1-P_0} \right|$. При

этом пороговые значения A тоже должны измеряться в этих величинах. При известных законах распределения

отсчетов Δu_i интервал бинарного квантования, определяемый величиной Δu_i , можно всегда выбрать таким, чтобы выполнялось условие :

$$\log \frac{P_1}{P_0} = \left| \log \frac{1-P_0}{1-P_1} \right|. \quad (8)$$

Так, при гауссовых законах распределения вероятности отсчетов Δu_i порог Δu_0 определяется из уравнения:

$$1 + \Phi \left(-\frac{\Delta u_0 - \Delta \bar{u}}{\sigma_{\Sigma n}} \right) - \Phi \left(\frac{\Delta u_0 - \Delta \bar{u}}{\sigma_{\Sigma n}} \right) = \Phi \left(\frac{\Delta \bar{u}}{\sigma_{\Sigma n}} \right) - \Phi \left(\frac{\Delta u_0}{\sigma_{\Sigma n}} \right). \quad (9)$$

При этом ряд α_i представляет собой следующую последовательность:

$$\alpha_i = \begin{cases} 1, \Delta u_i \geq |\Delta u_0|, \\ -1, \Delta u_i < |\Delta u_0|. \end{cases} \quad (10)$$

Рассматриваемый вариант симметричного бинарного квантования практически не приводит к снижению эффективности обработки при сравнительно малых отличиях статистических характеристик отсчетов Δu_i в случаях, когда оба канала исправны и один из них сравнительно мало отличается от второго.

При указанном варианте квантования пороговая величина A заменяется на величину:

$$k = \frac{A}{\log \frac{P_0}{P_1}}. \quad (11)$$

III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА МЕТОДА ОБНАРУЖЕНИЯ ПОДМЕНЫ НАВИГАЦИОННОГО ПОЛЯ

Для экспериментальной отработки предложенного метода был использован лабораторный стенд [3], структурная схема которого представлена на рисунке 1. Основным элементом схемы является имитатор навигационных сигналов СН-3803М, производства КБ «НАВИС». Имитатор позволяет генерировать сигналы, совпадающие по структуре с подлинными навигационными радиосигналами, но несущие информацию о координатах, векторе скорости и времени системы, заложенных в сценарий.

В лабораторном стенде реализована возможность одновременного приёма истинного и ложного сигналов ГНСС. Имитатор навигационных сигналов создает ложное навигационное поле в месте расположения приемной антенны НАП. Навигационный сигнал в цифровом виде записывается на накопитель с тактовой частотой 40.96 МГц. Дальнейшая обработка осуществляется в постобработке программными методами в среде программирования Matlab.

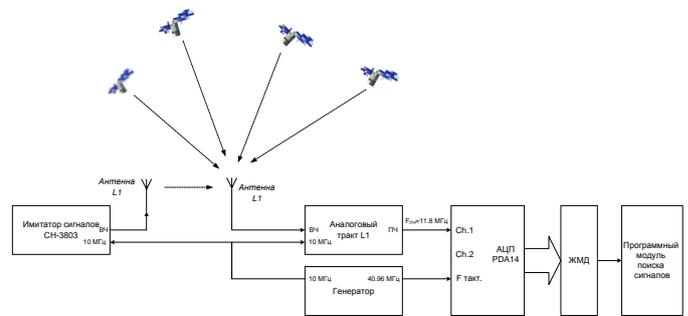


Рис. 1. Схема проведения эксперимента

Благодаря программной реализации корреляционной обработки навигационных сигналов, существует возможность реализации необходимого количества корреляторов для отслеживания сигналов как от реальных навигационных космических аппаратов, так и сигналов имитатора. В результате поиска навигационных сигналов (как истинных, так и ложных) определяется задержка и частота Доплера радионавигационного сигнала по максимальному значению взаимокорреляционной функции (ВКФ). В отличие от классического алгоритма, реализованного в НАП в данной схеме, процедура поиска не прекращается после нахождения максимальных корреляционных пиков, а продолжается до нахождения следующего по величине корреляционного пика. Таким образом, для каждого навигационного космического аппарата было обнаружено по два сигнала: истинный и ложный. Далее происходило решение навигационной задачи по каждому из наборов и применялся метод вырожденного последовательного анализа для нахождения истинного решения, который показал свою эффективность.

Недостатком данного метода обнаружения подмены навигационного поля, при его реализации в реальных образцах НАП, является то, что факт подмены обнаруживается только на этапе вторичной обработки. Кроме этого, эксперимент проводился для неподвижной НАП.

Дальнейшим направлением исследования является адаптация данного метода для подвижной аппаратуры и разработка блока обнаружения подмены навигационного поля на этапе предварительной обработки навигационного сигнала, когда анализироваться будут псевдодальномерные и псевдодоплеровские измерения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Humphreys T., Psiaki M. GNSS Spoofing and Detection // Proc. Of IEEE, 2016, vol. 104, issue 6, pp. 1258-1270.
- [2] Обнаружение помех в частотных диапазонах космических навигационных систем / В.А. Авдеев, Е.В. Коннов, А.С. Кошкарров // Журнал радиоэлектроники РАН. Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова (электронный журнал), 2015, № 10. Режим доступа: www.ire.cplire.ru/jre/oct15/12.
- [3] Программный прием и обработка сигналов навигационной системы «Compass» / В.А. Авдеев, В.С. Бахолдин, Д.А. Гаврилов и др. // Известия высших учебных заведений. Приборостроение, 2014, Т. 57, № 9, С. 40-3943.
- [4] Вальд А. Последовательный анализ. М.:Физматгиз, 1960.

Способ обнаружения подземных коммуникаций с помощью бортовой радиоэлектронной системы с синтезированием апертуры вертолетного беспилотного летательного аппарата

О. Л. Полончик, К. В. Бакурский, С. Ю. Сёмин
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
e-mail: vka@mil.ru

Abstract. To detect underground communications, a method is proposed based on the use of an onboard electronic system with the synthesis of the aperture of a helicopter drone in which a helicopter rotor is used as an antenna element.

Keywords: synthetic aperture radar; helicopter drone; airborne antenna

Часто при решении практических задач кадастра, строительства в хозяйственной деятельности субъектов РФ, необходимо на рассматриваемых участках земной поверхности определить наличие коммуникационных сетей, трубопроводов, ирригационных сетей, заглубление которых в грунт составляет 1–2 метра.

Существующие методы предполагают большой объём работ с широким применением ручного труда с отсутствием автоматизации (перемещение грунта, замеры параметров почвы и т.д.)

Для обзора подстилающей земной поверхности предлагается использовать беспилотный летательный аппарат (БПЛА) на основе вертолёта. Использование БПЛА и получение разрешения на выполнение полёта для эксплуатирующей организацией значительно упрощается на высотах полета менее 300 метров. Определим максимальное расстояние до поверхности, которая попадает в поле зрения БПЛА от высоты полёта. Будем считать, что Земля имеет форму шара. Моделирование в системе *Matlab* показывает следующую зависимость дальности обнаружения цели от высоты полета (рис. 1), с учетом углов закрытия от местных предметов (горы, возвышенности, лес, здания и т.д.)

Наиболее эффективными способами обнаружения коммуникационных сетей, трубопроводов, ирригационных сетей являются авиационные и спутниковые методы. На практике, использование данных обработки экспертными системами полученной информации наиболее актуальны тогда, когда они могут быть получены в реальном или близком к нему масштабе времени.

Анализ использования различных диапазонов радиоволн для целей дистанционного зондирования земли показывает большое влияние частоты излучения на отражающую способность большинства земных поверхностей, она уменьшается с увеличением длины волны. Аналогичную зависимость отражающая способность земной поверхности имеет и от угла скольжения [1, 4].

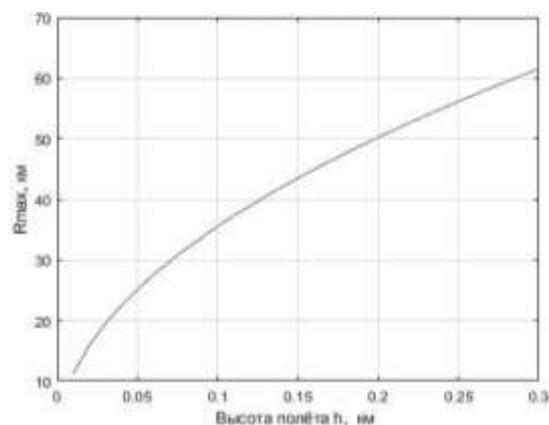


Рис. 5. Дальность обнаружения цели в зависимости от высоты

Используемые при зондировании диапазоны электромагнитных волн имеют различную проникающую способность вглубь среды, которая обычно сравнима с четвертью длины волны. Глубина проникновения зависит от шероховатости поверхности и комплексной диэлектрической проницаемости, которая сильно зависит от влажности, температуры и других свойств среды.

Проникновение сигнала в подстилающую поверхность увеличивается с уменьшением частоты. Например, сигналы с частотой 500–900 МГц могут проникать в подстилающую поверхность на глубину 1–3 м, а сигналы с частотой 80–300 МГц проникают на глубину 9–25 м.

В настоящее время проводятся исследования по разработке радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА), работающих в верхней части дециметрового диапазона [3]. Интерес к этим диапазонам обусловлен глубиной проникновения сигнала в земную поверхность до нескольких метров. Однако радиолокаторы этих диапазонов имеют большие габариты, их вывод и эксплуатация достаточно сложны с технической точки зрения. Для авиационных систем (например, вертолѐта) это вызовет возникновение дополнительной аэродинамической нагрузки, которая может существенно повлиять на основные ТТХ в сторону их ухудшения. В настоящий момент такие радиолокаторы разработаны недостаточно, а использование спутниковых радиолокационных систем дециметрового и метрового диапазонов имеет высокую стоимость.

Один из вариантов решения этой проблемы – размещать антенну на несущем винте вертолѐта. Вращение антенны, находящейся на лопасти винта, позволит реализовать за каждый оборот новую апертуру значительно большего размера. Использование такой методики позволяет синтезировать круговую антенную решетку для РЛС бокового обзора за один оборот несущего винта. Совокупность образованных круговых антенных решѐток за несколько периодов вращения несущего винта вертолѐта реализует РЛС с синтезированием апертуры большей площади.

Определим ширину диаграммы направленности бортовой РЭС с синтезированием апертуры вертолѐтного БПЛА за один оборот винта с помощью выражений, представленных [2].

Компьютерное моделирование процессов приѐма и обработки сигналов выполнено при следующих исходных данных: вертолѐт находится на высоте $H_c = 300$ м; движется со скоростью $V_c = 20,0$ м/с; угловая скорость лопасти винта $\Omega = 5$ об/с, угол $\varphi_c = 45^\circ$, угол настройки фильтра $\varphi_\phi = 0$ рад, угол $\Theta_\phi = 40^\circ$, длина волны $\lambda = 0,7$ м, длина лопасти вертолѐта $l = 7,5$ м.

Временные диаграммы сигналов на выходе системы обработки, полученные в результате компьютерного моделирования с использованием системы *Matlab*, представлены на рис. 2 и 3.

Исследованы уровни сигналов от углового положения цели φ_c , Θ_c , высоты полѐта H_c , скорости движения V_c при фиксированной скорости вращения лопасти винта Ω и заданных параметрах опорного сигнала φ_ϕ , Θ_ϕ , H_ϕ , V_ϕ (параметрах согласованного фильтра).

Ширина пика корреляционного интеграла на уровне 0,707 составляет 0,0016 с. Ширина диаграммы направленности бортовой синтезированной круговой апертуры составляет 0,05024 рад или 2,863 град.

На основании результатов моделирования могут быть сделаны следующие выводы:

1. Подтверждена математическая корректность применения разработанных алгоритмов процессов для приѐма и обработки сигналов дистанционного

зондирования поверхности Земли, с использованием в качестве носителя радиолокатора вертолѐта БПЛА и однозначность выполненных измерений.

2. Анализ сигналов на выходе коррелятора за один период вращения лопасти винта, в зависимости от значений азимута φ_c , показывает соответствие изменения временной задержки пика корреляционного интеграла направлению на цель в азимутальной плоскости. Второй отсѐт, следующий через временной интервал кратный π , подавлен.

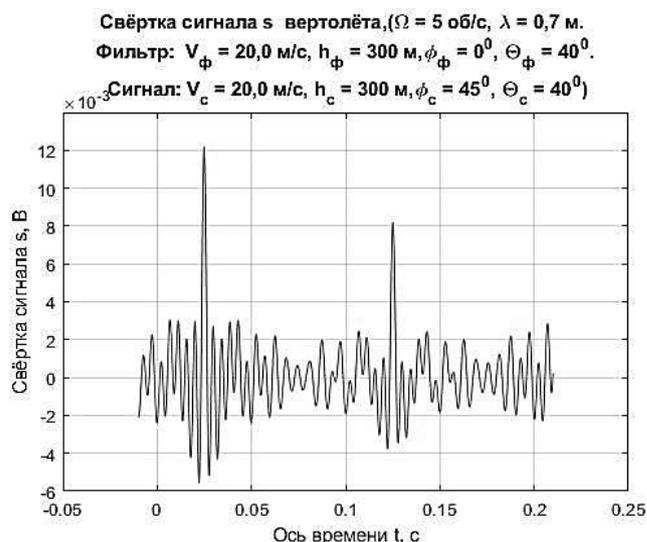


Рис. 2. Сигнал на выходе системы обработки

3. Функциональные возможности системы дистанционного зондирования на базе данного радиолокатора соответствуют требованиям к системам поиска подземных коммуникаций.

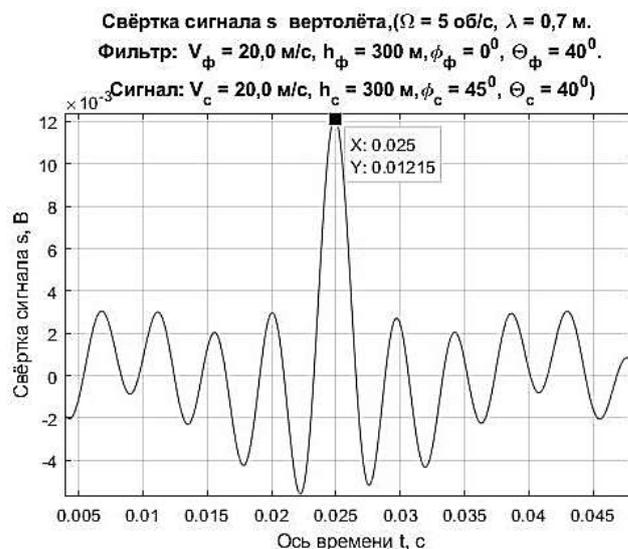


Рис. 3. Определение максимума сигнала

Результаты моделирования подтверждают перспективность дальнейших исследований в рассматриваемом направлении и могут быть использованы при разработке радиолокационных систем с синтезированием апертуры антенны, установленной на вращающихся лопастях несущего винта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кронберг П. Дистанционное изучение Земли: Основы и методы дистанционных исследований в геологии / Пер. с нем. М. Мир, 1988. 343 с.
- [2] Алешкин А.П., Владимиров В.В., Полончик О.Л., Кудрина Е.О., Алёшкин С.А. Особенности построения бортового вертолетного радиолокатора ледовой разведки на основе кругового обзора земной поверхности с синтезированием апертуры вращающейся антенны. // Вопросы радиоэлектроники. 2019. № 2. С. 71–77.
- [3] Полончик О.Л., Артюшкин А.Б., Нечай А.А., Полончик Е.О. Радиолокационные системы дистанционного зондирования земли на базе спутников со стабилизацией вращением. // Вестник Российского нового университета. Сложные системы: модели, анализ, управление. 2017. Выпуск 1. С. 35–41.
- [4] Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. М.: Радиотехника, 2010.

О масштабировании значений анизотропийной нормы случайных сигналов

К. Р. Чернышев

Лаборатория идентификации систем управления
Институт проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН
myau@ipu.ru

Аннотация. В рамках анизотропийной теории управления обращение анизотропийной нормы в нуль соответствует H_2 -теории, а обращение в бесконечность – H_∞ . При этом естественным образом возникает вопрос, с какого значения анизотропийной нормы ее следует считать близкой к нулю или близкой к бесконечности, а какие значения не «близки» ни к нулю, ни к бесконечности. В настоящей работе предлагается метод построения масштабированных анизотропийных норм – принимающих значения в единичном интервале – как выбор соответствующего отображения положительной полуоси в единичный интервал.

Ключевые слова: анизотропийная норма; гауссовская плотность; дивергенция вероятностных распределений; случайный сигнал

I. ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

В основополагающей работе [1] введены анизотропийные нормы случайного вектора и линейных систем. Как следствие, были получены многочисленные значимые результаты в соответствующей области теории управления, например [2–11]. Цель исследований [1–11] – объединить в рамках единого подхода к теории оптимального управления особенности как H_2 -, так и H_∞ -методов, основанных на H_2 - и H_∞ -нормах соответственно в соответствующих пространствах Харди матричных передаточных функций. Первая из них, теория стохастической фильтрации и управления Винера-Хопфа-Калмана, предполагает, белозумность входного процесса, в то время как вторая (H_∞ -теория управления) рассматривает вход как детерминированную квадратично суммируемую последовательность [2].

Ключевой момент анизотропийной теории управления [1–11] – определение анизотропийной нормы случайного n -мерного вектора \mathbf{z} с ковариационной матрицей C и плотностью распределения вероятностей $p_C(\mathbf{z})$, которое основано на применении дивергенции Кульбака-Лайблера и имеет вид

$$A[\mathbf{z}] = \min_{\nu > 0} \int_{R^n} p_C(\mathbf{z}) \ln \frac{p_C(\mathbf{z})}{G_\nu(\mathbf{z})} d\mathbf{z}, \quad (1)$$

где $G_\nu(\mathbf{z})$ – плотность распределения вероятностей n -мерного гауссова случайного вектора с так называемой скалярной ковариационной матрицей $\nu \cdot \mathbf{I}_n$, где \mathbf{I}_n – единичная $n \times n$ -матрица:

$$G_\nu(\mathbf{z}) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi\nu)^n}} e^{-\frac{\|\mathbf{z}\|^2}{2\nu}}$$

Основная особенность и преимущество применения дивергенции Кульбака-Лайблера в определении (1) именно в такой форме – возможность решить явно задачу оптимизации, обуславливающую определение (1), поскольку такое решение определяется уравнением

$$\frac{d}{d\nu} \int_{R^n} p(\mathbf{z}) \ln \frac{p(\mathbf{z})}{G_\nu(\mathbf{z})} d\mathbf{z} = 0,$$

где оптимальное значение ν в (1) определяется выражением

$$\nu = \frac{\mathbf{E}(\|\mathbf{z}\|^2)}{n}, \quad (2)$$

где $\mathbf{E}(\cdot)$ – математическое ожидание. В условиях (2) определение (1) непосредственно принимает свой конечный вид

$$A[\mathbf{z}] = \frac{n}{2} \ln \left(2\pi e \left(\mathbf{E}(\|\mathbf{z}\|^2) / n \right) \right) - S(\mathbf{z}),$$

где $S(\mathbf{z})$ – энтропия Шеннона n -мерного случайного вектора \mathbf{z} с ковариационной матрицей C :

$$S(\mathbf{z}) = - \int_{R^n} p_C(\mathbf{z}) \ln(p_C(\mathbf{z})) d\mathbf{z}.$$

Следует заметить, что такое простое решение достигается исключительно благодаря вовлечению логарифма экспоненты в определение (1).

Обращение анизотропийной нормы в нуль соответствует H_2 -теории, а обращение анизотропийной нормы в бесконечность соответствует H_∞ -теории. При этом естественным образом возникает вопрос, с какого значения анизотропийной нормы ее следует считать близкой к нулю или близкой к бесконечности, а какие значения не «близки» ни к нулю, ни к бесконечности.

В настоящей работе предлагается метод построения нормированных анизотропийных норм (то есть принимающих значения в единичном интервале) как выбор соответствующего отображения положительной полуоси в единичный интервал.

II. КРАТКИЙ АНАЛИЗ

Нормирование анизотропийной нормы может рассматриваться как ответ на вопрос об интерпретации тех или иных ее значений, подобно тому, как это имеет место в случае вероятностных мер. Такое нормирование легко достигается с помощью какого-либо непрерывного монотонного отображения

$$[0; \infty) \rightarrow [0; 1] .$$

Но таких отображений бесконечно много (некоторые примеры приведены на рис. 1), и соответственно возникает вопрос о том, существуют ли «естественным образом» обоснованные критерии выбора требуемого нормирующего отображения?

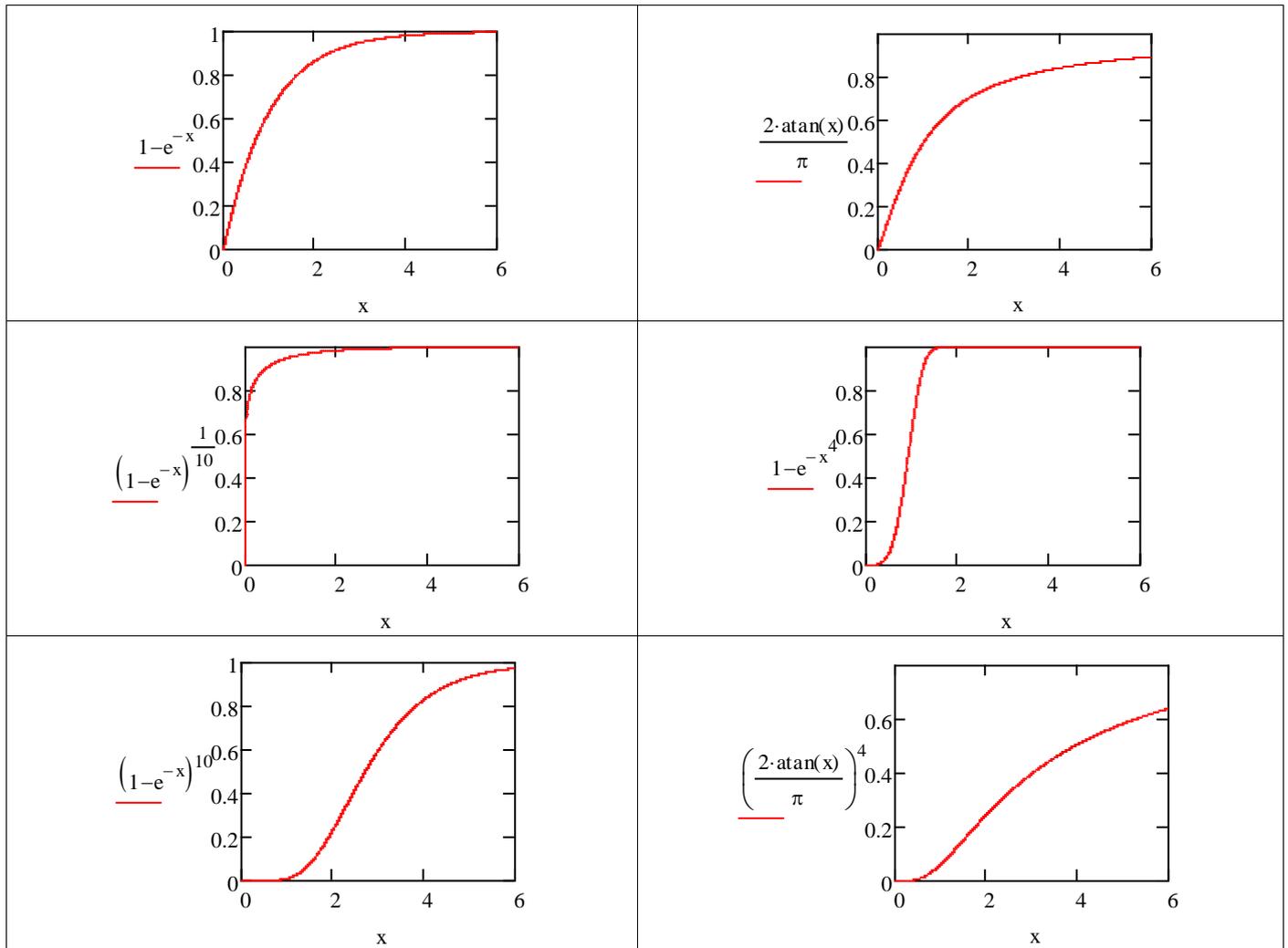


Рис. 1. Примеры отображений $[0; \infty) \rightarrow [0; 1]$

III. ОСНОВНОЙ АЛГОРИТМ

Выбор алгоритма построения требуемого нормирующего отображения основан на следующих рассуждениях.

1) Анизотропийная норма представляет собой меру дивергенции между распределением исследуемого вектора и соответствующего гауссовского вектора.

2) В свою очередь, любая мера дивергенции $D(f\|g)$ становится мерой зависимости между парой случайных векторов (величин), \mathbf{x} и \mathbf{y} , когда одна из плотностей,

$$f = f_{xy}(\mathbf{x}, \mathbf{y}), \quad (3)$$

является их совместной плотностью распределения вероятностей, а вторая плотность,

$$g = g_{xy}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = g_x(\mathbf{x})g_y(\mathbf{y}), \quad (4)$$

является произведением их маргинальных плотностей распределения вероятностей.

3) И, наконец, для мер зависимости случайных величин известна аксиоматика А. Реньи [12], в соответствии с которой в случае совместного гауссовского распределения случайных величин, их мера зависимости (по А. Реньи) должна совпадать с модулем коэффициента корреляции.

Для замкнутости изложения было бы естественно здесь процитировать данную аксиоматику [12]. А именно, согласно [12] мера зависимости $\mu(x, y)$ между двумя случайными величинами x и y . Должна удовлетворять следующим аксиомам.

- А. $\mu(x, y)$ определена для любой пары случайных величин x и y , если ни одна из них не является с вероятностью 1 константой.
- В. $\mu(x, y) = \mu(y, x)$.
- С. $0 \leq \mu(x, y) \leq 1$.
- Д. $\mu(x, y) = 0$ тогда и только тогда, когда x и y независимы.
- Е. $\mu(x, y) = 1$ если существует строгая зависимость между x и y , то есть либо $y = \varphi(x)$, либо $x = \psi(y)$, где φ и ψ – некоторые борелевские функции.
- Ф. Если φ и ψ некоторые взаимно однозначные борелевские функции, то $\mu(\varphi(x), \psi(y)) = \mu(x, y)$.
- Г. Если совместное распределение x и y нормально, то $\mu(x, y) = |\text{corr}(x, y)|$, где $\text{corr}(x, y)$ – обычный коэффициент корреляции между x и y .

Таким образом, алгоритм построения преобразования положительной полуоси в единичный интервал для построения нормированной анизотропийной нормы случайного вектора состоит в следующем:

1) Для меры дивергенции (на основе которой строится анизотропийная норма $D(f\|g)$) построить соответствующую меру зависимости,

$$D(f\|g) = D(f_{xy}\|g_x \cdot g_y) = M_{xy}, \quad (5)$$

между случайными векторами \mathbf{x} и \mathbf{y} с (в обозначениях (3), (4)) совместной $f_{xy}(\mathbf{x}, \mathbf{y})$ и маргинальными $g_x(\mathbf{x})$ и $g_y(\mathbf{y})$ плотностями распределения вероятностей.

2) Вычислить (5) для совместной двумерной (при $\mathbf{x} = x, \mathbf{y} = y$) гауссовской плотности распределения вероятностей с коэффициентом корреляции $\text{corr}(x, y)$.

3) Выразить полученное выражение как функцию от модуля коэффициента корреляции,

$$M_{xy} = \Theta_{M_{xy}}(|\text{corr}(x, y)|),$$

и обратить эту функцию, то есть построить отображение

$$|\text{corr}(x, y)| = \Theta_{M_{xy}}^{-1}(M_{xy}). \quad (6)$$

4) Полученное выражение $\Theta_{M_{xy}}^{-1}(M_{xy})$, (как функция от исходной меры зависимости M_{xy}) определяет требуемое отображение $[0; \infty) \rightarrow [0; 1]$ для анизотропийной нормы, основанной на данной мере дивергенции $D(f\|g)$

$$\Theta_{M_{xy}}^{-1}(D(f\|g)) \quad (7)$$

Применение данного алгоритма к анизотропийной норме [1] $\mathbf{A}[\mathbf{z}]$ случайного вектора \mathbf{z} приводит к следующему результату. Поскольку $\mathbf{A}[\mathbf{z}]$ [1] в (1) представляет собой меру дивергенции Кульбака-Лайблера $D^{KL}(f\|g)$,

$$D^{KL}(f\|g) = \int_{R^n} f(\mathbf{z}) \ln \frac{f(\mathbf{z})}{g(\mathbf{z})} d\mathbf{z}, \quad (8)$$

то соответствующая такой мере дивергенции мера зависимости (в обозначениях (3), (4)) является взаимной информацией Шеннона $I^S(\mathbf{x}, \mathbf{y})$,

$$\begin{aligned} D^{KL}(f_{xy}\|g_x g_y) &= I^S(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = \\ &= \int_{R^n} f_{xy}(\mathbf{x}, \mathbf{y}) \ln \frac{f_{xy}(\mathbf{x}, \mathbf{y})}{g_x(\mathbf{x})g_y(\mathbf{y})} d\mathbf{x}d\mathbf{y}, \\ \dim \mathbf{x} + \dim \mathbf{y} &= n. \end{aligned}$$

При $n = 2$ формула (6) в шаге 3 данного алгоритма принимает вид

$$|\text{corr}(x, y)| = \sqrt{1 - e^{-2I^s(x, y)}}.$$

Таким образом, на основании формулы (7) в шаге 4 данного алгоритма искомое нормирующее преобразование анизотропной нормы (1) определяется выражением

$$\sqrt{1 - e^{-2D^{KL}(f_g)}}. \quad (9)$$

Тогда с учетом строгой монотонности функции (9), для нормированной анизотропной нормы $\mathbf{A}^{norm}[\mathbf{z}]$ в рамках определения (1) можно записать

$$\begin{aligned} \mathbf{A}^{norm}[\mathbf{z}] &= \\ &= \min_{v>0} \sqrt{1 - \exp\left\{-2 \cdot \int_{R^n} P_C(\mathbf{z}) \ln \frac{P_C(\mathbf{z})}{G_v(\mathbf{z})} d\mathbf{z}\right\}} \end{aligned} \quad (10)$$

Соответственно, решение оптимизационной задачи (10) эквивалентно решению оптимизационной задачи (1) и определяется выражением (2). Следовательно, можно окончательно записать

$$\mathbf{A}^{norm}[\mathbf{z}] = \sqrt{1 - e^{-2\mathbf{A}[\mathbf{z}]}} , \quad (11)$$

где $\mathbf{A}[\mathbf{z}]$ определяется (1).

IV. ПРИМЕР: АНИЗОТРОПИЯ НОРМА ДЛЯ ПРЕДСТАВИТЕЛЯ ДВУМЕРНОГО КЛАССА ФРЕШЕ

Пусть двумерный случайный вектор $\mathbf{z} = (z_1, z_2)^T$ имеет двумерную плотность распределения вероятностей из класса Фреше [13]:

$$\begin{aligned} f^F(\mathbf{z}) &= f^F(x, y) = \\ &= \frac{1}{3\pi\sqrt{3}} \left\{ e^{-\frac{3}{2}(x^2+y^2+xy)} + 2e^{-\frac{2}{3}(x^2+y^2-xy)} \right\} = \\ &= \frac{e^{-\frac{x^2+y^2}{2}}}{2\pi} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2+(-1)^k}{3 \cdot 2^k} P_k^H(x) P_k^H(y) \right\} = \\ &= \frac{e^{-\frac{x^2+y^2}{2}}}{2\pi} \left\{ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} c_k P_k^H(x) P_k^H(y) \right\}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} P_k^H(z) &= \frac{(-1)^k}{\sqrt{k!}} e^{z^2/2} \frac{d^k}{dz^k} e^{-z^2/2} = \\ &= \frac{1}{\sqrt{k!}} \left\{ z^k - \frac{k(k-1)}{1! \cdot 2} + \dots \right\} \end{aligned}$$

– полиномы Эрмита. Маргинальные плотности двумерной плотности $f^F(x, y)$ являются лапласовскими. При этом коэффициент корреляции между компонентами данного вектора равен 1/6, но его значение не в полной мере характеризует зависимость компонент данного случайного

вектора, поскольку максимальный коэффициент корреляции для такой плотности распределения вероятностей равен 1/4. На рис. 2 приведен вид плотности $f^F(x, y)$ в сравнении с двумерной гауссовской плотностью с коэффициентом корреляции 1/6.

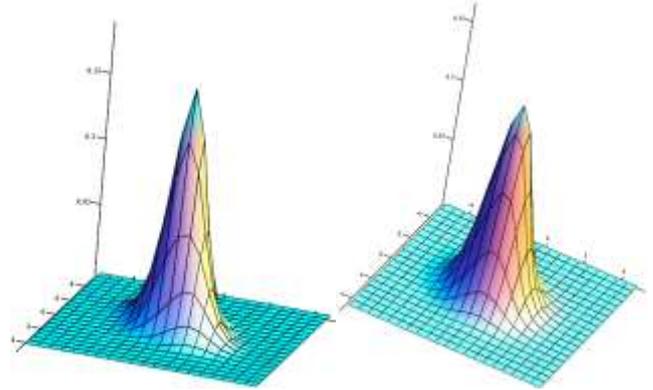


Рис. 2. Плотность распределения вероятностей $f^F(x, y)$ из класса Фреше (слева) и двумерная гауссовская плотность распределения вероятностей с коэффициентом корреляции 1/6 (справа).

Анизотропная норма (1) из [1] $\mathbf{A}[\mathbf{z}]$ данного случайного вектора равна 0,56356, что можно интерпретировать как количественную характеристику, указывающую в существенно большей степени на близость к H_2 -теории, чем к H_∞ -теории. Но, в то же время, нормированная анизотропная норма (11) данного случайного вектора равна 0,82222, что, соответственно, исключает близость к H_2 -теории, и в гораздо большей степени дает основание рассматривать близость к H_∞ -теории.

Таким образом, данный пример иллюстрирует важность рассмотрения и учета значений именно нормированной анизотропной нормы и, соответственно, важность построения обоснованного алгоритма нормирования значений анизотропной нормы.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках анизотропной теории стохастических систем управления в настоящей работе представлен подход к нормированию (обеспечению принадлежности единичному интервалу) значений анизотропной нормы случайного вектора. Предложен универсальный алгоритм, основанный на взаимосвязи мер дивергенции и мер зависимости, и использующий соответствующую аксиоматику А. Реньи. Представлены примеры, подчеркивающие значимость предложенного подхода. Его дальнейшим развитием состоит в построении нормированных средних анизотропных норм последовательностей случайных векторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Vladimirov, I.G., Kurdjukov, A.P., and A.V. Semyonov. "Anisotropy of Signals and the Entropy of Linear Stationary Systems", *Doklady Math.*, 1995, vol. 51, pp. 388-390.

- [2] Vladimirov, I.G., Kurdjukov, A.P., and A.V. Semyonov. "Asymptotics of the anisotropic norm of linear discrete-time-invariant systems", *Automation and Remote Control*, 1999, vol. 60, no. 3, pp. 359-366.
- [3] Diamond, P., Vladimirov, I., Kurdjukov, A., and Semyonov A., "Anisotropy-based performance analysis of linear discrete time invariant control systems", *International Journal of Control*, 2001, vol. 74, no. 1, pp. 28-42.
- [4] Kurdyukov, A.P. and E.A. Maksimov. "Robust Stability of Linear Discrete Stationary Systems with Uncertainty Bounded in the Anisotropic Norm", *Automation and Remote Control*, 2004, vol. 65, no. 12, pp. 1977-1990.
- [5] Vladimirov, I.G., Diamond, P., and P. Kloeden. "Anisotropy-based robust performance analysis of finite horizon linear discrete time varying systems", *Automation and Remote Control*, 2006, vol. 67, no. 8, pp. 1265-1282.
- [6] Tchaikovsky, M.M. and A.P. Kurdyukov. "Normalized problem of anisotropy-based stochastic H_∞ optimization for closed-loop system order reduction by balanced truncation", *Automation and Remote Control*, 2010, vol. 71, no. 5, pp. 776-789.
- [7] Timin, V.N. and A.P. Kurdyukov. "Suboptimal anisotropic filtering in a finite horizon", *Automation and Remote Control*, 2016, vol. 77, no. 1, pp. 1-20.
- [8] Tchaikovsky, M.M., Timin, V.N., Kustov, A.Yu., and A.P. Kurdyukov. "Numerical Procedures for Anisotropic Analysis of Time-Invariant Systems and Synthesis of Suboptimal Anisotropic Controllers and Filters", *Automation and Remote Control*, 2018, vol. 79, no. 1, pp. 128-144.
- [9] Tchaikovsky, M.M. and A.P. Kurdyukov. "Anisotropic Suboptimal Control for Systems with Linear-Fractional Uncertainty", *Automation and Remote Control*, 2018, vol. 79, no. 6, pp. 1100-1116.
- [10] Belov, A.A., Andrianova, O.G., and A.P. Kurdyukov. *Control of Discrete-Time Descriptor Systems. An Anisotropy-Based Approach*. Springer, 2018, 184 p.
- [11] Andrianova, O.G. and A.A. Belov. "Robust performance analysis of linear discrete-time systems in presence of colored noise", *European Journal of Control*, 2018, vol. 42, pp. 38-48.
- [12] Rényi, A. "On measures of dependence", *Acta Math. Acad. Sci. Hung.*, 1959, vol. 10, no. 3-4, pp. 441-451.
- [13] Sarmanov, O.V. and Z.N. Bratoeva. "Probabilistic properties of bilinear expansions of Hermite polynomials", *Theor. Probability Appl.*, 1967, vol. 12, pp. 470-481.

Ремодуляция сигнала цифрового телевидения для радиолокационных приложений

А. Б. Хачатурян

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
khachaturyan.al@gmail.com

Abstract. The features of the DVB-T2 digital television signal recovery are considered. The possibilities of using the recovered signal as a reference signal in a passive bistatic radar are demonstrated.

Keywords: reference signal recovery; passive bistatic radar; DVB-T2; OFDM

I. ВВЕДЕНИЕ

Сигналы цифрового телевидения стандарта DVB-T2 близки к шумоподобным, поэтому они позволяют обеспечить низкий уровень боковых лепестков функции неопределенности и высокое разрешение по дальности. Другим важным преимуществами цифровых сигналов являются независимость их свойств от содержания сообщения. Стремительное развитие цифрового эфирного телевидения и перечисленные преимущества сигналов цифрового наземного телевидения делают их весьма привлекательными для использования в системах пассивной бистатической радиолокации (ПБРЛС). Ключевой проблемой, стоящей перед разработчиком ПБРЛС является восстановление опорного сигнала, сопряженное с рядом затруднений в связи со спецификой структуры DVB-T2 сигнала. Этой теме посвящен предлагаемый доклад.

II. СТРУКТУРА DVB-T2 СИГНАЛА

Структура сигнала цифрового телевидения подробно разобрана в интерфейсной документации стандарта DVB-T2 [1]. Остановимся на некоторых ключевых моментах. Каждый кадр сигнал DVB-T2 состоит из одного служебного 1k OFDM символа P1, N_{P2} служебных символов OFDM символов P2, содержащих информацию о режиме работы передатчика, и L_{data} OFDM символов с данными. Символ P1 использует 1024 поднесущих и за счет своей специфической структуры позволяет определить начало кадра. Количество ортогональных поднесущих у символов P2 и символов с данными определяется режимом работы передатчика. Помимо этого, каждый из них снабжен циклическим префиксом (защитным интервалом) для устранения межсимвольной интерференции, и комплектом пилот-поднесущих, используемых для оценки канала передачи и синхронизации.

За счет пилот-поднесущих во взаимной функции неопределенности сигнала наблюдения и опорного сигнала вместе с желаемыми отражениями от целей возникают дополнительные пики, которые могут маскировать отражения от реальных целей или, наоборот, вызывать

ложные тревоги. Для устранения подобных искажений необходимо осуществить коррекцию опорного сигнала.

III. РЕМОДУЛЯЦИЯ DVB-T2 СИГНАЛА

Процедура коррекции опорного сигнала подразумевает уменьшение уровня пилот-поднесущих до уровня шума. Подробно алгоритм работы описан в [2]. Предложенная методика дает неплохой результат (уровень дополнительных пиков значительно снижен). Однако если в наблюдаемом сигнале помимо отражений от целей присутствует прямой сигнала и отражения от неподвижных объектов, то уровень побочных (отражений от целей) за основным лепестком функции неопределенности будет практически незаметен. Для устранения этой проблемы предложен алгоритм [3], для которого необходим ремодулированный опорный сигнал с неослабленным уровнем пилотных составляющих.

Таким образом, алгоритм ремодуляции одного кадра опорного сигнала представлен следующими шагами:

1. временная синхронизация с началом очередного DVB-T2-фрейма;
2. временная и частотная синхронизация для каждого из OFDM-символов с данными;
3. БПФ для каждого символа;
4. оценка передаточной характеристики канала;
5. выравнивание спектра опорного сигнала с помощью найденной передаточной характеристики;
6. разбиение кадра на символы, выделение поднесущих с данными (поднесущие с пилотами далее не используются)
7. декодирование P2 символов;
8. демодуляция символов с данными до демодуляции QAM-созвездия включительно согласно [1];
9. модуляция данных начиная с QAM [1];

10. модуляция служебных данных P2 символов, добавление P2 символа к символам данных;
11. формирование двух кадров: в первом к данным добавлены пилот-поднесущие с исходной амплитудой (установленной стандартом), во втором – пилот-поднесущие со сниженной амплитудой;
12. применение передаточной функции канала к сигналу с неослабленными пилот-поднесущими;
13. ОБПФ для каждого сигнала
14. вставка в начало каждого символа циклической копии (защитного интервала);
15. обратная частотная коррекция для возврата спектра в исходное положение.

В результате будут получены два сигнала – ремодулированный опорный сигнал с уменьшенным уровнем пилот-поднесущих и опорный сигнал с исходным уровнем пилот-поднесущих, пропущенный через канал передачи. Теперь для вычисления взаимной функции неопределенности необходимо использовать разность наблюдаемого сигнала и опорный сигнал с исходным уровнем пилот-поднесущих и ремодулированного опорного сигнала. После проведенной ремодуляции опорного сигнала с последующей коррекцией сигнала наблюдения вероятность правильного обнаружения цели значительно возрастает.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Digital Video Broadcasting (DVB); frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system (DVB-T2). European Telecommunications Standard Institute Standard EN 302 755 V1.4.1, Jul. 2015.
- [2] Бархатов А.В., Веремьев В.И., Воробьев Е.Н., Коновалов А.А., Ковалев Д.А., Кутузов В.М., Михайлов В.Н. Пассивная когерентная радиолокация. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 163 с.
- [3] Chabriel G., Barrere J., Gassier G., Briolle F. Passive covert radars using CP-OFDM signals. A new efficient method to extract target echoes // 2014 International Radar Conference, Oct. 2014, pp.1-4.

Влияние осесимметричного сферического пояса на излучение элементарного электрического вибратора

Д. А. Ходьков

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
dafhod@mail.ru

Abstract. The article considers the approach based on rigorous formulation, which enables to analyze the effect of the axisymmetric spherical belt on the radiation of the elementary electric vibrator. The work investigates the density distribution of surface currents induced on the screen and the convergence of the solution when changing the number of partition segments. The article provides the study of the influence of the vibrator position height on the form of the function of the normalized directivity pattern.

Keywords: system of integro-differential equations; elementary electric vibrator; numerical analysis; directivity pattern

I. ВВЕДЕНИЕ

При проектировании различных помехозащитных устройств, а также при определении защищенности радиотехнической аппаратуры и отдельных цепей от воздействия внешних электромагнитных полей применяются экраны, являющиеся частью поверхности сферы. В частности, во многих практически важных случаях такие экраны представляют собой вырезку из сферы двумя плоскостями (сферический пояс). Случай, когда секущие плоскости параллельны друг другу, соответствует осесимметричному сферическому поясу. Задача о возбуждении такого экрана внешним электромагнитным полем может быть решена на основе метода, предложенного в работе [1].

II. ВЫВОД СИСТЕМЫ ИНТЕГРО-ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫХ УРАВНЕНИЙ

Введем декартову x, y, z и сферическую τ, θ, φ системы координат так, чтобы сферический пояс совпадал с частью поверхности сферы

$$\tau = \tau_0, \quad 0 \leq \varphi < 2\pi, \quad \theta_1 \leq \theta \leq \theta_2, \quad \text{где } \tau_0 = \text{const.}$$

Экран считается идеально проводящим и бесконечно тонким, окружающее пространство – однородная изотропная среда без потерь с абсолютными диэлектрической и магнитной проницаемостями ϵ и μ соответственно. Элементарный электрический вибратор

(ЭЭВ) расположен на оси Z в точке $Q_0 = Q_0(0,0,h)$ и ориентирован вдоль оси X .

Для решения задачи воспользуемся методом, изложенным в [2]. Система интегро-дифференциальных уравнений, записанная для произвольной идеально проводящей незамкнутой поверхности, в рассматриваемом случае принимает вид:

$$\begin{aligned} \lim_{r \rightarrow r_0} r_0 \int_0^{2\pi} d\psi \int_{\theta_1}^{\theta_2} (j_\varphi k_{v\psi} + j_\theta k_{v\vartheta}) = \\ = 4\pi i \sqrt{\frac{\epsilon}{\mu}} E_v(r_0, \varphi, \theta), \quad v = \varphi, \theta, \quad 0 \leq \varphi < 2\pi, \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\begin{aligned} K_{\varphi\psi} &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \varphi} \frac{\partial G}{\partial \psi} - k^2 r_0 \cos(\varphi - \psi) \sin \vartheta \cdot G, \\ K_{\varphi\vartheta} &= \frac{1}{r \sin \theta} \frac{\partial}{\partial \varphi} \frac{\partial G}{\partial \vartheta} - k^2 r_0 \sin(\varphi - \psi) \cos \vartheta \cdot G, \\ K_{\theta\psi} &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{\partial G}{\partial \psi} - k^2 r_0 \sin(\varphi - \psi) \cos \vartheta \sin \vartheta \cdot G, \\ K_{\theta\vartheta} &= \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \frac{\partial G}{\partial \vartheta} - k^2 r_0 (\cos \theta \cos \vartheta \cos(\varphi - \psi)) + \sin \vartheta \sin \vartheta \cdot G, \\ G &= \frac{\exp(-ikL)}{L}, \end{aligned}$$

$$L = \sqrt{r^2 + r_0^2 - 2rr_0(\cos(\varphi - \psi) \sin \vartheta \sin \theta + \cos \theta \cos \vartheta)}$$

где $E_v(r_0, \varphi, \theta)$ и $j_v = j_v(\psi, \vartheta)$, $v = \varphi, \theta$ – составляющие напряженности первичного электрического поля в точке наблюдения $M=M(r, \theta, \varphi)$ и плотность наведенных токов в точке истока $P=P(r_0, \vartheta, \varphi)$ соответственно.

Система уравнений (1) справедлива при произвольном первичном поле. В рассматриваемом случае функции $E_\varphi(r_0, \theta, \varphi)$, $E_\theta(r_0, \theta, \varphi)$ определяются выражением:

$$E_v^0(r_0, \theta, \varphi) = -i \frac{I^0 k^2}{4\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} F_v, \quad v = \theta, \varphi \quad (2)$$

III. АЛГОРИТМ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ

Система уравнений (1) с правой частью (2) может быть решена численно, например методом коллокации. Наиболее простой алгоритм получается при кусочно-постоянной аппроксимации искомых функций.

Разобьем интервал интегрирования $[0, 2\pi]$ переменной, φ на N_φ частей и обозначим через φ_{m-1} начальную, а через φ_m конечную точки m -го интервала разбиения ($m=1, 2, \dots, N_\varphi$). Аналогично интервал интегрирования $[\theta_1, \theta_2]$ по переменной θ разобьем на N_θ частей и введем величины θ_{n-1} и θ_n ($n=1, 2, \dots, N_\theta$). Поверхность S , таким образом, будет разбита на $N = N_\varphi \times N_\theta$ элементов. Подставляем (2) в (1) и полагаем

$$j_\varphi \equiv j_\varphi(\psi, \vartheta) = \frac{k^2 I^0 l}{r_0} \sum_{n=1}^{N_\theta} \sum_{m=1}^{N_\varphi} I_{mn}^\varphi \Psi_{mn}^\varphi,$$

$$j_\theta \equiv j_\theta(\psi, \vartheta) = \frac{k^2 I^0 l}{r_0} \sum_{n=1}^{N_\theta} \sum_{m=1}^{N_\varphi} I_{mn}^\theta \Psi_{mn}^\theta,$$

где

$$\Psi_{mn} \equiv \Psi_{mn}(\psi, \vartheta) = \begin{cases} 1, & \psi, \vartheta \in \Delta S_{mn} \\ 0, & \psi, \vartheta \notin \Delta S_{mn} \end{cases}$$

а I_{mn}^v , $v = \varphi, \theta$ – подлежащие определению постоянные. Выбирая точки коллокации в серединах интервалов разбиения ΔS_{mn} , приходим к следующей СЛАУ:

$$\sum_{m=1}^{N_\varphi} \sum_{n=1}^{N_\theta} I_{mn}^\varphi T_{mn}^{\varphi v} (M_{pq}) + I_{mn}^\theta T_{mn}^{\theta v} (M_{pq}) = E_v (M_{pq}); \quad v = \varphi, \theta; \quad p = 1, 2, \dots, N_\varphi; \quad q = 1, 2, \dots, N_\theta, \quad (3)$$

Полученная СЛАУ имеет доминирующую главную диагональ, что обеспечивает устойчивость ее численного решения.

В формуле (3) подынтегральная функция при совпадении точек истока и наблюдения имеет неинтегрируемую особенность вида $1/L$.

Поэтому при вычислении двойных интегралов в формуле (4) подынтегральное выражение следует представить в виде двух слагаемых, первое из которых является гладкой функцией, а численное интегрирование второго не вызывает трудностей, если предварительно аналитически понизить кратность интеграла.

Так как исследуемый экран является поверхностью вращения, то структура дифракционной матрицы T_{mn}^{av} , $a = \vartheta, \psi$; $v = \theta, \varphi$ имеет специальную блочно-теплицевую

структуру, которая позволяет применить эффективные численные алгоритмы решения СЛАУ.

Рассмотрим значения составляющих плотности поверхностного тока в точках M_1, M_2, M_3, M_4 , положение которых на сферическом поясе определено вышеуказанной симметрией. Очевидно, что в этих точках имеют место следующие соотношения:

$$j_\varphi(M_1) = j_\varphi(M_2) = -j_\varphi(M_3) = -j_\varphi(M_4)$$

$$j_\theta(M_1) = -j_\theta(M_2) = -j_\theta(M_3) = j_\theta(M_4)$$

Матрица теряет блочно-теплицевую структуру и для решения СЛАУ требуется $N_\varphi^3 \cdot N_\theta^3 / 8$ арифметических операций. Очевидно, при

$$\max(N_\varphi, N_\theta) < 64 \frac{N_\varphi^3 N_\theta^3}{8} < 8(N_\varphi^3 N_\theta^2).$$

Следовательно, при разбиении прямоугольного экрана на число сегментов $N_\varphi, N_\theta < 64$ эффективнее применять операцию «свертки». При этом число арифметических операций экономятся по сравнению с соответствующим числом блочно-теплицевого алгоритма, определяется выражением:

$$N^+ = 8N_\varphi^3 N_\theta^2 - \frac{N_\varphi^3 N_\theta^3}{8}.$$

Следует отметить, что в частном случае $h=0$, когда ЭЭВ расположен в начале координат, структура токов, наведенных на сферическом поясе, обладает дополнительной симметрией относительно плоскости $z=0$. Это обстоятельство позволяет «свернуть» дифракционную матрицу в восемь раз. Изменения в численном алгоритме очевидны и не требуют дальнейшего пояснения.

IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ

В результате численного решения СЛАУ (3) определяются значения составляющих, $j_\nu(\varphi, \theta)$ плотности наведенных токов в $N = N_\varphi \cdot N_\theta$ точках коллокации. После нахождения функций $j_\nu(\varphi, \theta)$, $v = \varphi, \theta$ электромагнитное поле вычисляется путем численного интегрирования.

На основании описанного алгоритма было исследовано влияние идеально проводящего сферического пояса для случая $kr_0 = 3$; $\theta_1 = \pi/3$; $\theta_2 = 2\pi/3$ на электромагнитное поле излучаемое ЭЭВ.

На рис. 1 показаны зависимости модуля составляющей $j_\varphi(\theta, \varphi)$ при $\varphi = \pi/2$ и составляющей $j_\theta(\theta, \varphi)$ при $\varphi = 0$ от угла θ для случая $h \rightarrow -\infty$ при различных N_φ и N_θ , соответствующие облучению экрана плоской электромагнитной волной, вектор \vec{E} которой определяется выражением $\vec{E} = x^0 \mathbf{E} e^{-ik(-z)}$.

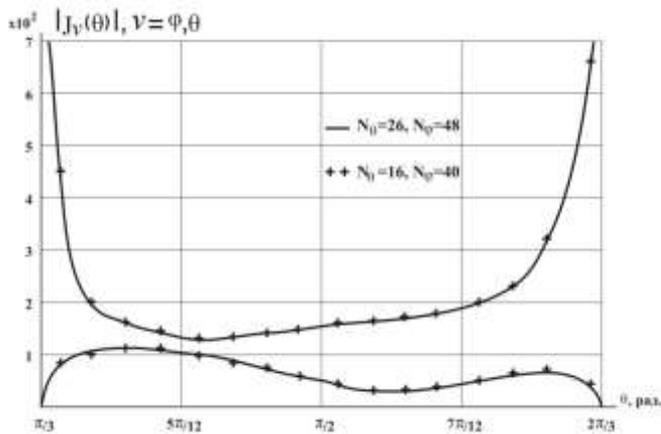


Рис. 1.

По оси ординат отложены абсолютные значения функций

$$g_\varphi(\theta) = \frac{|j_\varphi(\theta, \pi/2)|}{I^0 k^2}, \quad g_\theta(\theta) = \frac{|j_\theta(\theta, 0)|}{I^0 k^2} /$$

Как видно, при $N_\theta > 26$ и $N_\varphi > 48$ решения, полученные при различных $N = N_\varphi \cdot N_\theta$ не отличаются в пределах графической точности, что свидетельствует о внутренней сходимости численного алгоритма.

При $\theta \rightarrow \theta_1$ и при $\theta \rightarrow \theta_2$ составляющая $j_\varphi \rightarrow \infty$, а составляющая $j_\theta \rightarrow \infty$, что согласуется с условиями на ребре.

На рис. 2 приведены НДН анализируемой системы в плоскостях $\left| \frac{\mathbf{E}_\varphi}{\mathbf{E}_{\varphi \max}} \right|$ и θ для различных случаев.

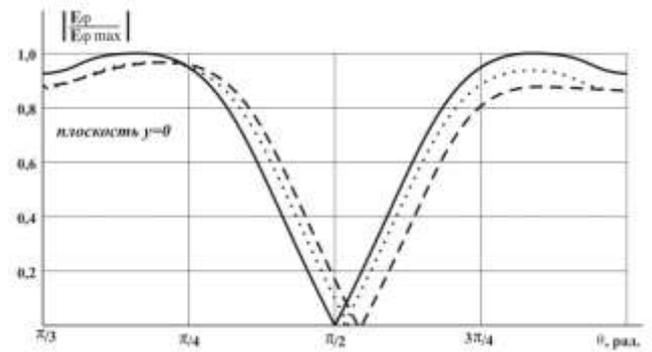


Рис. 2.

V. ВЫВОДЫ

Таким образом, показано, что задача о влиянии осесимметричного сферического пояса на излучение элементарного электрического вибратора может быть сведена к системе интегро-дифференциальных уравнений относительно плотности токов, наведённых на поверхности идеально проводящего экрана.

Исследовано распределение плотности наведённого тока при различном числе сегментов разбиения, свидетельствующее о внутренней сходимости построенного алгоритма и о выполнении условия на ребре.

Показано, что смещение положения излучателя в вертикальной плоскости, оказывает существенное влияние на форму диаграммы направленности исследуемой системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Давыдов А.Г., Захаров Е.В., Пименов Ю.В. Метод численного решения задач дифракции на незамкнутый поверхностях произвольной формы // Доклады АН СССР. 1984. Т. 276. №1. С. 96-100.
- [2] Калиткин Н.Н., Алёшина Е.А. Численные методы. Кн. 1: Численный анализ. М.:Изд.центр «Академия», 2013.
- [3] Ходьков Д.А. Численный расчёт собственных частот цилиндрического волновода произвольного поперечного сечения // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018, №10, с.18-23.
- [4] Воеводин В.В., Тыртышников Е.Е. Вычислительные процессы с теплицевыми матрицами. М.: Наука, 1987. 320 с.
- [5] Пименов Ю.В., Ходьков Д.А. Излучение симметричного электрического вибратора, расположенного параллельно прямоугольному экрану // Радиотехника и электроника. 1991. Выпуск 12. С. 2403-2405.

Секция 3. «Цифровая обработка сигналов»

Представление и распознавание спектрофотометрических портретов космических аппаратов групповыми точечными объектами

А. В. Назаров¹, Е. В. Благодыренко², Г. Д. Пантелеев³
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского (Санкт-Петербург)
¹naz-av@mail.ru, ²blagodyrenkoev@mail.ru, ³ya.pgd@yandex.ru

Abstract. An approach is proposed to represent recognizable classes of spacecraft states based on the use of group point objects and geometric relationships in spectrometric realization.

Keywords: group point object; recognition; information system; spacecraft; gloss curve

Если в информационной системе реализована возможность одновременных измерений характеристик одного и того же процесса, характеризуемого n параметрами, в m различных сечениях (различных ракурсах), то результаты такого наблюдения представимы

в виде n -мерного m -точечного группового точечного объекта (ГТО). Например, при распознавании космических аппаратов (КА) используют различные признаки, выделяемые из: оптических детальных изображений, интегральных, многоспектральных фотометрических и спектрофотометрических измерений [1]. Такими признаками могут являться значения однотипных параметров фотометрических реализаций одного и того же космического объекта, но зарегистрированные с различных наземных пунктов или в различных спектральных диапазонах (рис. 1).

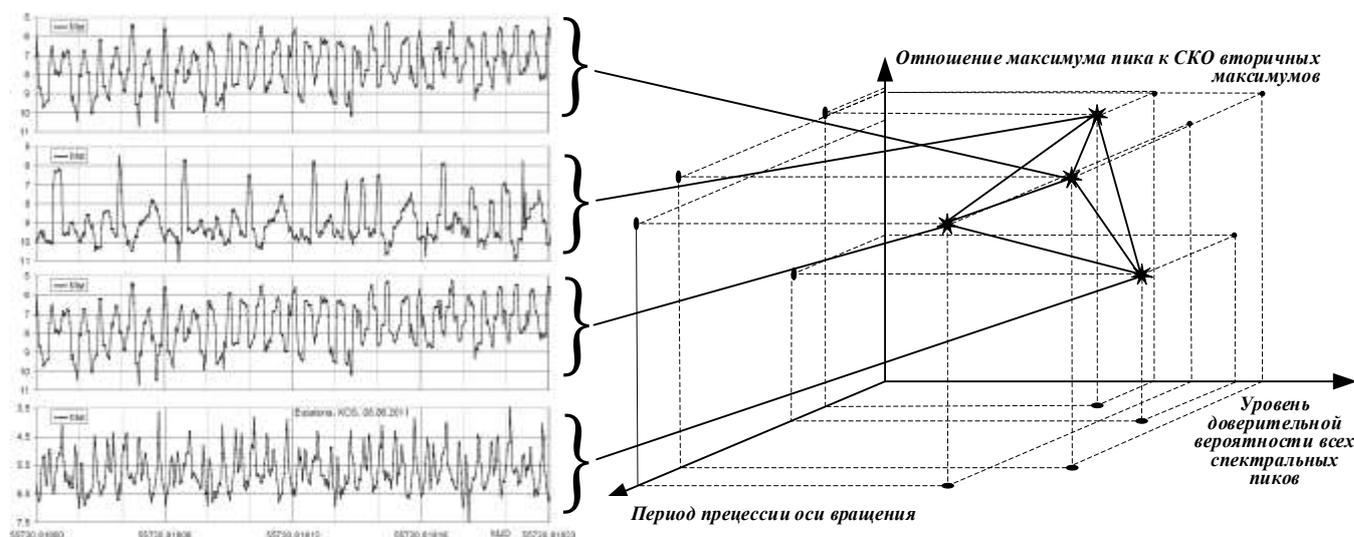


Рис. 1. Распознаваемый образец включает четыре синхронных фрагмента кривой блеска (КА NanoSail-D от 08.06.2011, шкала блеска в звездных величинах, приведенных к дальности 1000 км) преобразованных в 4-х точечный ГТО в пространстве 3-х характеристик (пример)

Основной целью фотометрических наблюдений геостационарных космических аппаратов (КА) является определение его параметров за счет измерения флуктуации блеска, которые несут информацию о форме и конструктивных особенностях КА, его физических и оптических характеристиках, динамике вращения, ориентации в пространстве, а также изменение этих параметров [4]. Принимая гипотезу об информативности и постоянстве зависимости относительных изменений различных кривых блеска от функционально-конструктивных характеристик космических объектов в различных ракурсах (спектральных диапазонах), с учетом фазовых углов, типа стабилизации и типа отражающей

поверхности, каждая из m кривых представляется в виде точки в пространстве ее n характеристик и последующего распознавания типовых конструкций (технического состояния) космических объектов посредством идентификации ГТО. Информативность такого представления для распознавания классов состояний наблюдаемых объектов зависит от степени устойчивости статистической взаимосвязи между значениями m измерений n параметров.

Обобщенная последовательность операций в иерархии поэлементного распознавания характеристик, протяженных во времени (и/или пространстве) процессов (и/или объектов) проиллюстрирована на рис. 2.



Рис. 2. Циклическая последовательность многоуровневых процессов распознавания на основе координатных и некоординатных признаков объектов и/или процессов

Точечные изображения или пространственные ГТО являются формой представления подобных промежуточных результатов для решения задач распознавания [2]. Результатом является множество точек,

задаваемых функцией $f(x_1, x_2, \dots, x_n)$, называемое генеральным множеством точек объекта $F = \{f(X)\}_0^{m-1}$ или, в общем случае зашумленным, точечным полем

мощности m в n -мерном пространстве [3]. С точки зрения геометрии ГТО результат распознавания N -й характеристики точки аналогичен результату операции ее поиска и обнаружения, т.к. распознавание (измерение) i -й характеристики обнаруженной точки, в общем случае, добавляет в ее вектор-состояние $(i+3)$ характеристики (первые три – координаты точечной цели в пространстве) или $(i+3)$ координатные оси. При распознавании временных процессов подразумевается, что один и тот-же процесс, согласно классическому уравнению измерений отображается m кривыми, и его представление в виде ГТО осуществляется по каждой из m кривых в пространстве ее n однотипных характеристик. Решение фотометрической задачи заключается в определении формы, размеров и оптических свойств поверхности геостационарных КА по известному распределению яркости рассеянного им солнечного света. Представление статистических параметров фотометрических реализаций, полученных при многократных или многоспектральных наблюдений в

виде ГТО позволяет использовать дополнительный объем информации, содержащийся в соотношениях между статистическими параметрами спектрофотометрического портрета, что аналогично росту информативности изображений при увеличении их размерностей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Колесниченко Г.Н., Миронов А.В., Васютин А.А., Логунов С.В. Применение многоспектральных фотометрических данных в задаче распознавания космических объектов // Информационно-измерительные и управляющие системы, № 5, Т.8, 2010. С.86-91.
- [2] Вапник В.Н., Червоненкис А.Я. Теория распознавания образов (статистические проблемы обучения). М.: Наука, 1974. 416 с.
- [3] Фурман Я.А. Точечные поля и групповые объекты. М.: Физматлит. 2015. 440 с.
- [4] Алдохина В.Н., Бабишкин А.А., Королев В.О. и др. Наблюдение и измерение характеристик космических объектов. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2016. 174 с.

Методы линеаризации усилителей мощности с обработкой сигнала ошибки

Е. Б. Соловьева¹, А. Д. Шеллер²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹selenab@hotmail.ru, ²nastya-sheller@mail.ru

Abstract. The source of non-linear distortions in the amplifying path of communication channels is a power amplifier with a high coefficient of efficiency. To improve the quality of information transfer, it is necessary to eliminate non-linear distortions. This problem is solved by methods of linearizing characteristics of power amplifiers. Linearization methods based on the error processing are considered. As a result of comparative analysis, it is shown that an amplification system with predistortion is preferable, since it provides a high level of suppression of non-linear distortions of broadband signals in power amplifiers with high energy levels.

Keywords: power amplifier; non-linear distortion; non-linear model; linearization; digital predistorter

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитие техники сопровождается повышением требований к системам обработки сигналов. Сложные динамические системы в аналоговой и цифровой технике, как правило, нелинейные [1]. Качество обработки сигналов во многих таких системах связано с подавлением возникающих нелинейных искажений.

Методы борьбы с нелинейными искажениями разнообразны. К ним относятся как схемотехнические приемы, с помощью которых синтезируются требуемые системы с характеристиками близкими к линейным, так и методы синтеза, например, нелинейных фильтров, корректоров, компенсаторов, подключаемых к искажающим системам для линеаризации их характеристик [1], [2].

В качестве примера нелинейного устройства рассматривается усилитель мощности (УМ), широко используемый в телекоммуникационных системах связи. Известно, что в режиме работы с высоким коэффициентом полезного действия (КПД) и при действии широкополосных сигналов характеристики УМ близки к насыщению, что ведет к нелинейному искажению сигналов [2], [3]. В настоящее время высокая степень подавления нелинейных искажений является неизменным требованием линеаризации характеристик УМ [2]–[4].

В работе представляется сравнительный анализ методов линеаризации характеристик УМ, основанных на формировании и применении сигнала ошибки в процессе подавления нелинейных искажений.

II. ОПИСАНИЕ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Передаточная характеристика усилителя – нелинейная зависимость f выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от входного $U_{\text{вх}}$, т. е. $U_{\text{вых}} = f(U_{\text{вх}})$.

Как показано на рис. 1, характеристика реального УМ совпадает с характеристикой идеального УМ лишь на интервале от $U_{\text{вх min}}$ до $U_{\text{вх max}}$. При $U_{\text{вх}} > U_{\text{вх max}}$ действует режим насыщения, когда дальнейшее увеличение $U_{\text{вх}}$ не приводит к увеличению $U_{\text{вых}}$. В этом режиме усилитель не линеен, и форма входного сигнала существенно искажается на выходе УМ. Нелинейное искажение появляется и при малых значениях $U_{\text{вх}}$, где линейность характеристики нарушается из-за наличия собственных шумов усилительного каскада [3].



Рис. 1. Передаточная характеристика усилителя мощности

В результате нелинейных искажений спектры выходных сигналов УМ содержат интермодуляционные составляющие и гармоники на частотах, кратных частотам входных сигналов. Иллюстрируем данный факт, полагая, что модель УМ безынерционна и описывается полиномом третьей степени:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_0 + K_1 U_{\text{вх}}(t) + K_2 U_{\text{вх}}^2(t) + K_3 U_{\text{вх}}^3(t), \quad (1)$$

где K_0, \dots, K_3 – параметры модели УМ.

При гармоническом воздействии $U_{\text{вх}}(t) = U_m \cos(\omega_1 t)$ реакция нелинейной модели (1) имеет вид:

$$U_{\text{вых}}(t) = K_0 + K_1 U_m \cos(\omega_1 t) + (1/2) K_2 U_m^2 (1 + \cos(2\omega_1 t)) + (1/4) K_3 U_m^3 (3 \cos(\omega_1 t) + \cos(3\omega_1 t)). \quad (2)$$

Из анализа выражения (2) следует, что в спектре выходного сигнала (рис. 2) присутствует не только основная гармоника (на частоте входного сигнала), но и гармоники на частотах, кратных основной.

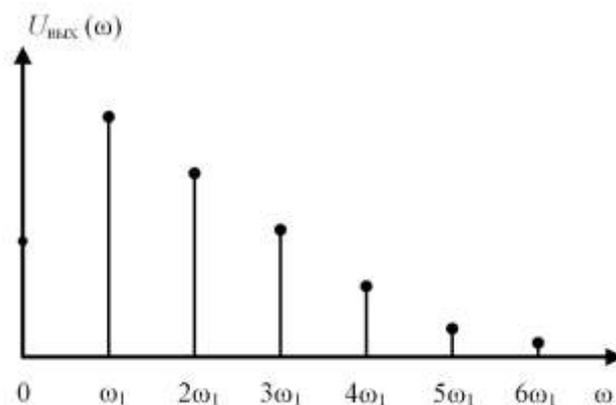


Рис. 2. Амплитудный спектр выходного сигнала модели усилителя при гармоническом воздействии

При бигармоническом воздействии

$$U_{\text{вх}}(t) = U_m \sin(\omega_1 t) + U_m \sin(\omega_2 t) \quad (3)$$

реакция модели (1) записывается в виде

$$\begin{aligned} U_{\text{вых}}(t) = & K_0 + K_1 U_m (\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)) + \\ & + K_2 U_m^2 (1 + \cos(\omega_1 - \omega_2)t) + \\ & + (9/4) K_3 U_m^3 (\sin(\omega_1 t) + \sin(\omega_2 t)) + \\ & + (3/4) K_3 U_m^3 (\sin((2\omega_1 - \omega_2)t) + \sin((2\omega_2 - \omega_1)t) - \\ & - (1/2) K_2 U_m^2 (\cos(2\omega_1 t) - \cos(2\omega_2 t)) - K_2 U_m^2 \cos((\omega_1 - \omega_2)t) - \\ & - (1/4) K_3 U_m^3 (\sin(3\omega_1 t) + \sin(3\omega_2 t)) - \\ & - (3/4) K_3 U_m^3 (\sin((2\omega_1 + \omega_2)t) - \sin((2\omega_2 + \omega_1)t)). \end{aligned}$$

Амплитудный спектр выходного сигнала модели (1) при бигармоническом воздействии (3) изображен на рис. 3.

Спектральные составляющие выходного сигнала УМ, расположенные вдали от основных гармоник, присутствующих на частотах входного сигнала (рис. 2 и рис. 3), исключаются с помощью линейных фильтров, поэтому модели УМ строятся в виде полиномов, содержащих только нечетные степени [3]–[6]. Исключение интермодуляционных составляющих, расположенных вблизи основных гармоник, является сложной задачей в сфере прецизионной обработки сигналов.

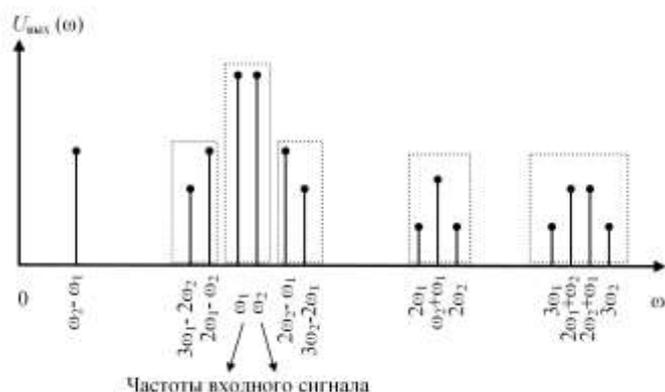


Рис. 3. Амплитудный спектр выходного сигнала модели усилителя при бигармоническом воздействии

Борьба с нелинейными искажениями важна, поскольку искажения порождают многие нежелательные эффекты и являются причиной ухудшения показателей качества передающих систем в целом [2]–[4].

Методы линеаризации УМ можно разделить на две группы [2]. Первую группу образуют методы, в которых помимо усиленного сигнала формируется сигнал ошибки, модифицирующий воздействие или вычитаемый из выходного сигнала. Методы второй группы основаны на схемотехнических решениях.

III. АНАЛИЗ МЕТОДОВ ЛИНЕАРИЗАЦИИ

Рассмотрим методы линеаризации УМ с применением сигнала ошибки [2].

A. Система усиления с отрицательной обратной связью

Блок-схема системы усиления с отрицательной обратной связью (ОС) изображена на рис. 4.

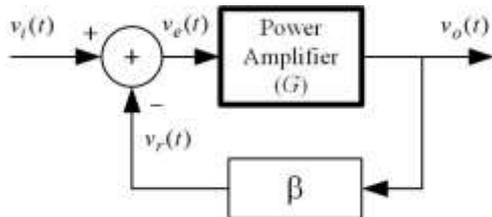


Рис. 4. Блок-схема системы усиления с отрицательной обратной связью

Принцип линеаризации состоит в компенсации выходного сигнала системы с помощью контура обратной связи. Входной сигнал усилителя – сигнал ошибки $v_e(t)$ описывается следующим выражением:

$$v_e(t) = v_i(t) - v_r(t) = v_i(t) - \beta v_a(t) = v_i(t) - \beta G v_e(t), \quad (4)$$

где $v_i(t)$ – входной сигнал системы, $v_r(t)$ – сигнал на выходе обратной связи,

$$v_r(t) = \beta v_a(t), \quad v_a(t) = G v_e(t),$$

$v_a(t)$ – выходной сигнал усилителя, G , β – коэффициенты усиления в прямой и обратной связи соответственно.

С учетом выражения (4) коэффициент усиления G_c системы с ОС определяется как

$$G_c = \frac{v_o(t)}{v_i(t)} = \frac{G v_e(t)}{(1 + \beta G) v_e(t)} = \frac{G}{1 + \beta G}, \quad (5)$$

а относительное отклонение записывается в виде:

$$\frac{\delta G_c}{G_c} = \frac{1}{(1 + \beta G)} \cdot \frac{\delta G}{G}, \quad (6)$$

где δ – знак девиации.

Отрицательная обратная связь позволяет за счет снижения коэффициента передачи (5) повысить стабильность коэффициента усиления (6).

Достоинство рассматриваемого метода линеаризации УМ – простота реализации, недостаток – уменьшение коэффициента усиления при введении ОС, а также отсутствие временного смещения между сигналами $v_r(t)$ и $v_i(t)$ в равенстве (4). Указанное смещение присутствует в реальных физических системах.

Отметим, что обратную связь можно организовать разными способами [2]:

- по огибающей,
- в полярной системе координат,
- в декартовой системе координат.

B. Система усиления с положительной связью

Блок-схема системы усиления с положительной связью изображена на рис. 5. Система содержит две петли прямой связи [2]. В первой петле входной сигнал поступает к основному УМ и к линии задержки «Delay 1». Искаженный выходной сигнал УМ ослабляется в блоке « $1/G$ », и из него вычитается задержанный в блоке «Delay 1» входной сигнал системы. Результат вычитания – сигнал ошибки (нелинейные искажения). Во второй петле сигнал ошибки усиливается в «Amplifier of error» и вычитается из задержанного в блоке «Delay 2» выходного сигнала УМ. Таким образом, из выходного сигнала УМ исключаются нелинейные искажения.

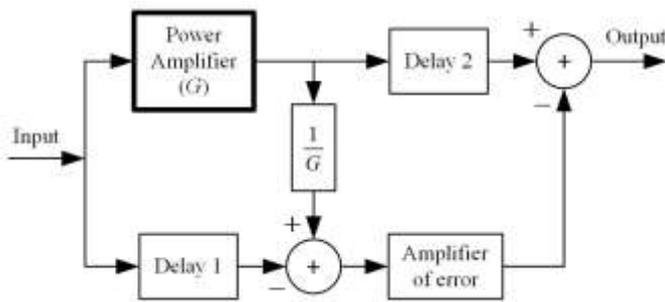


Рис. 5. Блок-схема системы усиления с прямой связью

Достоинства рассматриваемой системы: коэффициент усиления не уменьшается, как в системе с ОС; система достаточно устойчива и широкополосна.

Недостатками системы являются: существенное потребление энергии, сложность реализации системы из-за введения прецизионного усилителя ошибки «Amplifier of error».

С. Система усиления с предсказанием

Рассматриваемая система усиления основана на введении искажений (предсказаний) в информационный сигнал таким образом, чтобы, усиливаясь в УМ, эти предсказания компенсировали искажения усилителя [2], [5], [6].

В результате каскадно соединенные двух нелинейных устройств (Предсказателя и УМ) образует устройство с линейной характеристикой (рис. 6).

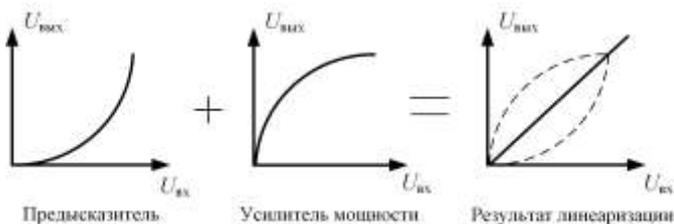


Рис. 6. Передаточные характеристики блоков системы усиления с предсказанием

На практике предсказание создается в адаптивном цифровом предсказателе (digital predisorter), показанном на рис. 7. Блоки D/A, A/D – цифроаналоговый и аналого-цифровой преобразователи соответственно. Up Converter, Down Converter – преобразователи, повышающий и понижающий частоту сигнала соответственно.

Система, представленная на рис. 7, обладает следующими достоинствами: учитывается влияние старения, температуры и других условий на характеристики УМ; обеспечивается широкополосность системы усиления; повышается КПД усилителя при сохранении его габаритов и без увеличения его стоимости.

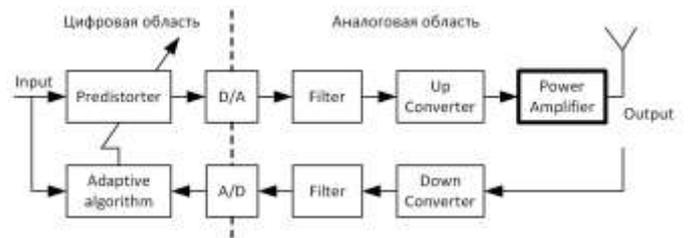


Рис. 7. Структура системы передачи данных с предсказанием

Недостаток рассматриваемой системы – влияние помех, создаваемых неидеальными преобразователями в аналоговой области передачи данных (рис. 7), на точность работы предсказателя.

Основные свойства описанных методов линеаризации усилителей мощности представлены в табл. 1.

ТАБЛИЦА I Свойства методов линеаризации усилителей мощности с обработкой сигнала ошибки

Основа Метода Линеаризации		Сложность Метода	Степень Линеаризации	Полоса Пропускания
Обратная связь	Envelope	средняя	низкая	средняя
	Polar	высокая	высокая	узкая
	Cartesian	высокая	высокая	узкая
Прямая связь		высокая	высокая	средняя
Предсказание		высокая	высокая	широкая

Из анализа табл. 1 следует, что метод линеаризации УМ на базе предсказания более перспективен по сравнению с другими методами, поскольку обеспечивает высокий уровень подавления нелинейных искажений в широкополосных сигналах, применяемых в современных беспроводных каналах связи.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Усилительные тракты с высокими энергетическими показателями содержат усилители мощности, порождающие нелинейные искажения сигналов. Для повышения качества передачи информации необходимо использовать методы линеаризации характеристик УМ.

В результате сравнительного анализа методов линеаризации УМ с применением сигнала ошибки установлено, что система линеаризации с предсказанием, синтезируемая в цифровой области на низких частотах, предпочтительна в беспроводных каналах связи. Данная система позволяют достичь высокой степени подавления нелинейных искажений широкополосных сигналов в усилителях мощности с высоким КПД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Бычков Ю.А., Соловьева Е.Б., Щербаков С.В. Непрерывные и дискретные нелинейные модели динамических систем. СПб.: Издательство «Лань», 2018. 420 с.
- [2] Соловьева Е.Б. Методы линеаризации характеристик усилителей мощности // Известия СПбГЭТУ «ЛЭТИ». 2015. № 9. С.41-47.
- [3] Vuolevi J., Rahkonen T. Distortion in RF Power Amplifiers. London: Artech House Inc., 2003. 258 p.

- [4] Cripps S.C. RF Power amplifiers for wireless communications. London: Artech House, Inc., 2006. 456 p.
- [5] RF power amplifier behavioral modeling / D. Schreurs, M. O'Droma, A. A. Goacher, M. Gadringer. New York: Cambridge University Press, 2009. 260 p.

- [6] Ghannouchi F.M., Hammi O., Helaoui M. Behavioral modeling and predistortion of wideband wireless transmitters. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2015. 253 p.

Особенности работы модема на основе спектрально-эффективных многочастотных сигналов при условии амплитудного ограничения

Д. К. Нгуен¹, А. С. Овсянникова², С. В. Завьялов³

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
¹daccu91.spb@gmail.com, ²anny-ov97@mail.ru, ³zavyalov_sv@spbstu.ru

Abstract. Simulation modelling of information transmission using spectrally efficient multi-frequency signals with an amplifier and a limiter on transmission was held. The possibility of increasing the average radiation power while limiting the peak-to-average power ratio (PAPR) is shown. However, with a more significant limitation on the PAPR, a greater interference between signals from adjacent subcarriers begins to appear. Thus, it is possible to search for an effective value for PAPR limiting. In this paper, cases of multi-frequency signals are considered with a different value of the frequency separation between subcarriers, and the case of the simultaneous use of a smoothed shape of envelopes is affected.

Keywords: nonorthogonal multifrequency spectrally efficient frequency division multiplexing; peak-to-average power ratio; amplitude limitation; SEFDM; PAPR

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время, при условиях ограниченных частотных ресурсов повышение спектральной эффективности является одним из важных направлений исследований [1-4]. Среди известных методов повышения спектральной эффективности сигналов можно выделить обобщение технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM) на случай неортогонального частотного разнеса между поднесущими – спектрально-эффективное мультиплексирование с частотным разделением (SEFDM) [4-9]. Данные сигналы обладают более высокой спектральной эффективностью по сравнению с OFDM сигналами и занимают меньшую полосу частот, но обладают высоким пик-фактором [7, 10-12]. Это приводит к необходимости ограничения значения пик-фактора для повышения коэффициента полезного действия усилительных каскадов передающих устройств. Однако при значительном ограничении пик-фактора начинает проявляться существенная интерференция между

сигналами с соседних поднесущих частот. Таким образом, цель данной работы – найти эффективное значение ограничения пик-фактора для обеспечения помехоустойчивости приёма на заданном уровне.

II. ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ

Рассмотрим SEFDM-символы с длительностью T следующего вида [8, 13]:

$$s(t) = \sum_{k=1}^N C_k \cos(2\pi k \Delta f t), t \in [0; T].$$

Это многочастотный сигнал с N поднесущими, комплексными модуляционными символами C_k на каждой поднесущей без циклического префикса. Интервал между соседними поднесущими составляет Δf . Для SEFDM $\Delta f = \alpha/T$ – интервал между поднесущими частотами, где $\alpha < 1$. Для OFDM сигналов $\alpha = 1$, то есть $\Delta f_{OFDM} = 1/T$. Платой за улучшение спектральной эффективности сигналов SEFDM является ухудшение значения помехоустойчивости из-за интерференции сигналов с соседних поднесущих частот, так как сигналы перестают быть ортогональными.

Отметим, что общим недостатком многочастотных сигналов является большое значение пик-фактора [14-16]. Результирующее значение пик-фактора излучаемых сигналов возможно уменьшить с помощью ограничителя. Для того чтобы изучить влияние снижения значения пик-фактора на качество передачи информации, в данной работе была построена имитационная модель передачи информации с усилителем и ограничителем на передаче.

Данная модель (рис. 1), построенная в системе *Matlab*, включает в себя источник информации, модулятор SEFDM-сигналов, блоки усилителя и ограничителя, блок имитации канала передачи с аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ), демодулятор SEFDM

сигналов, а также блоки расчёта вероятности ошибки сигналов.

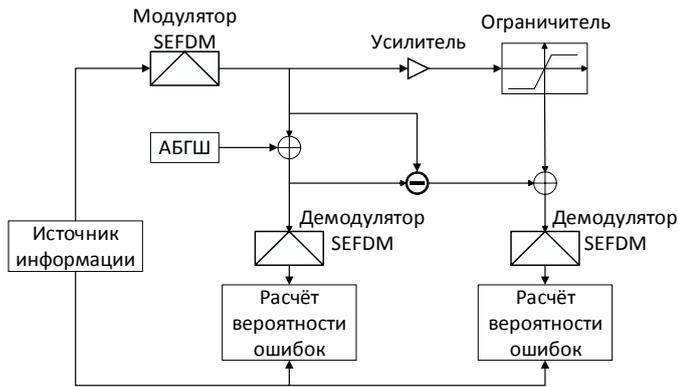


Рис. 1. Структурная схема имитационной модели

В блоке источника информации формируется псевдослучайная последовательность нулей и единиц заданного объёма в зависимости от количества использованных поднесущих и символов. На каждую точку по ограничению пик-фактора передавалось не менее $2 \cdot 10^7$ информационных бит. Сформированные SEFDM символы с выхода модулятора поступают на вход усилителя для увеличения средней мощности излучения. Усиленный сигнал передаётся на ограничитель.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На рис. 2, 3а показаны виды нормированной мгновенной мощности и спектров SEFDM сигналов при различных ограничениях пик-фактора и $\alpha=0.7$. Исходя из анализа графиков на рис. 3, можно заметить, что при более строгом ограничении на пик-фактор начинает проявляться значительная интерференция между сигналами с соседних поднесущих частот из-за увеличения уровня внеполосных излучений SEFDM сигналов. Полученный в ограничителе SEFDM сигнал передаётся по каналу связи, где происходит добавление АБГШ. Причём шум добавляется того же уровня, что и к SEFDM сигналу без ограничения по амплитуде.

Результаты исследования зависимости помехоустойчивости приёма SEFDM сигналов от уровня ограничения пик-фактора при отношении сигнал-шум ОСШ=7 дБ и различных значениях α показаны на рис. 4. Легко заметить, что при повышении спектральной эффективности сигналов SEFDM (т.е. уменьшении значения α) количество ошибок увеличивается. При $\alpha=1$ полученный OFDM сигнал имеет наилучшую помехоустойчивость.

Кроме этого, видно, что при увеличении значения ограничения пик-фактора $\Delta PAPR$ значение вероятности ошибки уменьшается и достигается минимум, равный $5 \cdot 10^{-7}$ в точке 4,5 дБ и $\alpha=1$. При $\Delta PAPR \geq 5$ дБ помехоустойчивость приёма начинается ухудшаться. Это значит, что эффективное значение ограничения пик-фактора равно 4,5–5 дБ.

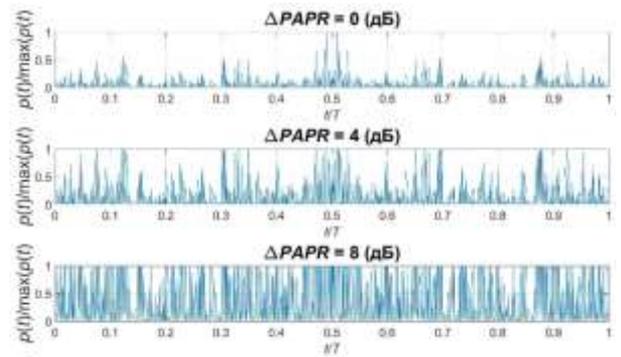
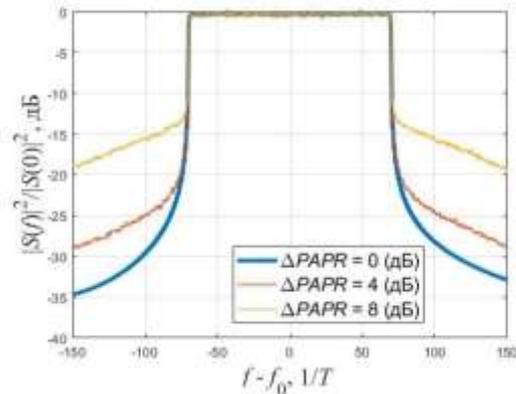
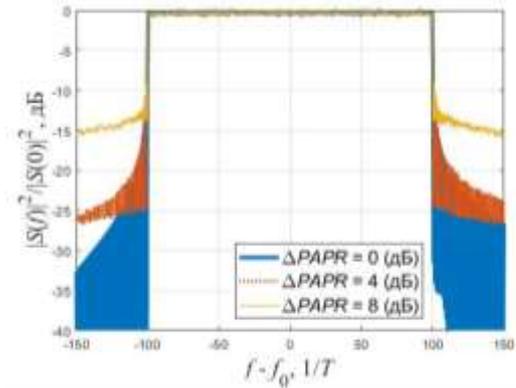


Рис. 2. Виды нормированной мгновенной мощности SEFDM сигналов при различных значениях ограничения пик-фактора



а)



б)

Рис. 3. Виды спектров SEFDM (а) и OFDM (б) сигналов при различных значениях ограничения пик-фактора

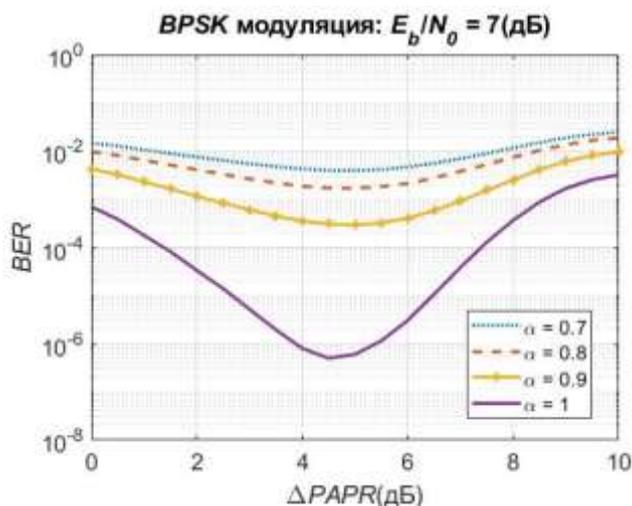


Рис. 4. Помехоустойчивость приёма SEFDM сигналов в зависимости от уровня ограничения пик-фактора

IV. ВЫВОДЫ

Показана возможность увеличения средней мощности излучения при ограничении пик-фактора. Эффективное значение ограничения пик-фактора равно 4.5–5 дБ при отношении сигнал-шум 7 дБ.

Результат работы может быть применен для исследования характеристик SEFDM сигналов с оптимальной формой огибающей при различных ограничениях на пик-фактор.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Luo, Fa-Long, and Charlie Zhang, eds. Signal processing for 5G: algorithms and implementations. John Wiley & Sons, 2016.

[2] J.G. Proakis, Digital communications. 1995. McGraw-Hill, New York.

[3] A. Ometov, D. Moltchanov, M. Komarov, S. V. Volvenko and Y. Koucheryavy, "Packet Level Performance Assessment of mmWave Backhauling Technology for 3GPP NR Systems," in IEEE Access, vol. 7, pp. 9860-9871, 2019.

[4] Лавренко И.И., Овсянникова А.С., Завьялов С.В. Оценки возможности увеличения символьной скорости оптимальных сигналов путем анализа значения Евклидова расстояния // Неделя науки СПбПУ: материалы научной конференции с международным участием. Институт физики, нанотехнологий и телекоммуникаций. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2018. С. 19-22.

[5] S.V. Zavjalov, A.S. Ovsyannikova, I.I. Lavrenyuk, S.V. Volvenko, S.B. Makarov, "Application of Optimal Finite-Length Signals for Overcoming "Nyquist Limit".", in In Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems, pp. 172-180. Springer, Cham, 2018.

[6] S. Isam, I. Darwazeh, "Characterizing the intercarrier interference of non-orthogonal Spectrally Efficient FDM system", in Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 2012 8th International Symposium on, pp. 1-5, Jul 2012.

[7] A. Gelgor, A. Gorlov, V.P. Nguyen, "Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes", In Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), pp. 1-5, Jun 2017.

[8] A.B. Kislitsyn, A.V. Rashich, N.T. Nguen, "Generation of SEFDM-Signals Using FFT/IFFT", In International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking, pp. 488-501. Springer, Cham, 2014.

[9] Смирнова Е.Н., Завьялов С.В. Алгоритм формирования и приёма sefdm-сигналов на основе блоков бпф/обпф для sdr-платформы // 20-я международная конференция "ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ И ЕЁ ПРИМЕНЕНИЕ" DSPA-2018. М.: Изд-во РНТОРЭС им. А.С.Попова. С.193-199.

[10] E.O. Antonov, A.V. Rashich, D.K. Fadeev and N. Tan, "Reduced complexity tone reservation peak-to-average power ratio reduction algorithm for SEFDM signals," 2016 39th International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), Vienna, 2016, pp. 445-448.

[11] M. Kholmov and D. Fadeev, "The Effectiveness of Active Constellation Extension for PAPR Reduction in SEFDM Systems," 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), St. Petersburg, 2018, pp. 116-118.

[12] Антонов Е.О., Фадеев Д.К., Тан Н.Н, Рашич А.В. Снижение пик-фактора многочастотных сигналов с неортогональным частотным уплотнением методом резервирования поднесущих частот // Радиотехника, №1, 2018. М.: Изд-во «Радиотехника», 2018. с. 16–23.

[13] S. Isam, and I. Darwazeh, "Simple DSP-IDFT techniques for generating spectrally efficient FDM signals" In Communication Systems Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP), 7th International Symposium on, pp. 20-24, Jul 2010.

[14] D. G. Waldman and S. B. Makarov, "Synthesis of spectral-effective modulation techniques for digital communication systems," Circuits and Systems for Communications, 2002. Proceedings. ICCSC '02. 1st IEEE International Conference on, 2002, pp. 432-435.

[15] S.V. Zavjalov, S.V. Volvenko and S.B. Makarov, "A Method for Increasing the Spectral and Energy Efficiency SEFDM Signals," in IEEE Communications Letters, vol. 20, no. 12, pp. 2382-2385, Dec. 2016.

[16] S.V. Zavjalov, A.S. Ovsyannikova, S. V. Volvenko, "On the necessary accuracy of representation of optimal signals", in Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics), 2018, pp. 153-161.

Обзор достижений в области построения комплекснозначных нейронных сетей

Д. А. Караваев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. Бонч-Бруевича
d.a.karavaev@yandex.ru

Abstract. Short overview of recent achievements in architectures and algorithms for developing complex-valued neural networks is presented in this paper. There will be reviewed the following topics: spectral representation of convolutional neural networks, recurrent neural networks with unitary evolution and connection between special case of complex-valued convolutional neural network and wavelet transform. The topics for future work will be considered also.

Keywords: digital signal processing; complex-valued neural networks; wavelet transform

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящий момент большинство нейросетевых моделей используют вещественные адаптивные параметры. Это накладывает определенные ограничения на применения подобных моделей в приложениях, где анализируются комплексные сигналы, например в радиотехнике. Помимо этого, переход параметров в комплексную область может сулить выгоду и при анализе вещественных сигналов, таких как изображения и речевые сигналы [1] и [2]. Далее условимся называть нейросетевые модели с комплексными параметрами комплекснозначными нейронными сетями (*англ.* complex-valued neural networks) или сокращенно КНС.

Исследования в области построения КНС ведутся на протяжении длительного времени [3], однако сравнительно недавно были предложены новые подходы и архитектуры в свете последних крупных достижений в глубоком обучении [4]. Целью данной работы является обзор нескольких значимых из них.

II. ОСНОВНЫЕ БЛОКИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ КНС

В работе [5] рассматривается ряд базовых операций и принципов для построения глубоких КНС, которые по сути являются аналогами вещественных нейросетевых операций и принципов, хорошо проявивших себя на практике. Рассмотрим их по порядку.

A. Комплексная свёртка

Свёрточные нейронные сети успешно применяются для широкого круга задач [4], таких как классификация и местоположение объектов на изображении [6] или

генерирования аудиозаписей по текстовой информации [7]. Фундаментальным блоком в таких сетях является свёрточный слой (банк адаптивных фильтров). Определение свёртки для комплексных сигналов широко известно:

$$h[n] * \bar{g}[n] = (\operatorname{Re}\{h[n]\} * \operatorname{Re}\{g[n]\} - \operatorname{Im}\{h[n]\} * \operatorname{Im}\{g[n]\}) + j(\operatorname{Im}\{h[n]\} * \operatorname{Re}\{g[n]\} + \operatorname{Re}\{h[n]\} * \operatorname{Im}\{g[n]\})$$

B. Комплексные функции активации:

Ключевым элементов в нейронных сетях является нелинейная функция активации [8], позволяющая модели обучаться нелинейным зависимостям в данных. Авторы приводят несколько таких функций:

- **modReLU:**

Функция, предложенная в работе [9] для рекуррентных сетей с унитарной эволюцией (см. ниже):

$$\operatorname{modReLU}(z) = \operatorname{ReLU}(|z| + b) \frac{z}{|b|} = \begin{cases} (|z| + b) \frac{z}{|b|}, & |z| + b \geq 0 \\ 0, & |z| + b < 0 \end{cases}$$

- **CReLU:**

Тривиальное обобщение функции ReLU [10] для комплексных чисел:

$$\operatorname{CReLU}(z) = \operatorname{ReLU}(\operatorname{Re}\{z\}) + j\operatorname{ReLU}(\operatorname{Im}\{z\})$$

- **zReLU [11]:**

$$z\operatorname{ReLU}(z) = \begin{cases} z, & \arg(z) \in [0, \pi/2] \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

C. Комплексная пакетная нормализация

Процедура пакетной нормализации (*англ.* batch normalization) позволяет значительно ускорить обучение

глубоких нейросетей [12]. Суть процедуры состоит в преобразовании входного сигнала к виду белого шума. Авторы предлагают использовать следующий аналог для КНС, в котором комплексные числа рассматриваются как двумерные вектора \mathbf{x} :

$$\text{BN}(\mathbf{x}) = \gamma \tilde{\mathbf{x}} + \boldsymbol{\beta},$$

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{V}^{-\frac{1}{2}} (\mathbf{x} - E[\mathbf{x}]),$$

где двумерный вектор $E[\mathbf{x}]$ – матожидание вектора \mathbf{x} , \mathbf{V} – матрица 2x2 ковариации вектора \mathbf{x} , γ – матрица 2x2 из обучаемых параметров, и $\boldsymbol{\beta}$ – двумерный вектор из обучаемых параметров.

Подробное обоснование данного метода можно найти в оригинальной статье [5].

D. Процедуры для инициализации комплексных весов

Во избежание проблем «исчезающего» и «взрывающегося» градиентов (*англ.* vanishing and exploding gradients) [13] при обучении глубоких нейронных сетей необходимо прибегать к специальным методам инициализации весов. Авторы рассматривают возможную инициализацию веса W , вещественная и мнимая часть которого распределены по нормальному закону:

$$E\{W\} = 0,$$

$$\text{Var}\{W\} = 2\sigma^2$$

Таким образом, для того, чтобы воспользоваться инициализацией по Глорту [14] необходимо положить:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{n_{in} + n_{out}}},$$

где n_{in} и n_{out} – число входных и выходных элементов в слое соответственно.

Для того чтобы инициализировать веса по Хе [15] необходимо положить:

$$\sigma = \frac{1}{\sqrt{n_{in}}}.$$

Используя представленные выше блоки авторам удалось построить КНС, которые показали результаты сравнимые с последними достижениями в задачах автоматической транскрипции музыки и предсказания голосового спектра. Так же авторы предоставляют доступ к модулю с разработанными нейросетевыми блоками на языке Python для библиотеки Keras [16].

III. СПЕКТРАЛЬНОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ СВЁРТЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

В статье [17] рассматривается спектральное представление вещественнозначных свёрточных нейронных сетей. Авторы предлагают способ обучения свёрточных сетей в частотной области, в котором в качестве адаптивных элементов выступают частотные характеристики (ЧХ) фильтров, связанные с импульсными характеристиками через преобразования Фурье. Подобное представление позволяет ускорить работу свёрточной сети, так как в частотной области операция свёртки переходит в операцию поэлементного умножения. Авторы утверждают, что обучение сети в частотной области позволило ускорить сходимость моделей в некоторых задачах в 2–5 раза.

В статье так же рассматривается новый способ понижения размерности: спектральная субдискретизация (*англ.* spectral pooling), который в отличие от широкого используемого метода субдискретизации по максимуму (*англ.* max pooling) сохраняет больше информации для последующих слоёв сети. Этот метод субдискретизации является естественным для сетей в спектральном представлении, однако он может быть использован и для обучения сетей в пространственном (или во временном) представлении, применяя пары прямого и обратного БПФ.

Более подробные сведения и тонкости данных методов содержатся в оригинальной статье [7].

IV. СВЯЗЬ МЕЖДУ СВЁРТЧНЫМИ КНС И ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ

В статье [18] рассматривается тип КНС, которая состоит из рекурсивных повторений трёх операций: комплексной свёртки, взятие модуля и локального усреднения. Причём автора ограничивают применимость данного типа только к неотрицательным сигналам, которые являются реализациями локально стационарного случайного процесса:

$$X[j] = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} f^{(j)}[j-k]Z[k],$$

где $Z[k]$ – белый шум, $f^{(j)}[k]$ – последовательность, которая меняется намного медленнее при изменении j , нежели чем k .

Для описания подобных процессов автора предлагают использовать оконный спектр:

$$X_l(\omega) = \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n+l}^{n+l} \left| \frac{1}{\sqrt{2n+1}} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} e^{-jk\omega} g[k-j]X[k] \right|$$

$$= \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n+l}^{n+l} \left| \frac{1}{\sqrt{2n+1}} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} g_{j-k}(\omega)X[k] \right|, \quad (1)$$

где $g_k(\omega) = e^{-jk\omega} g[k]$, а $g[k]$ – оконная функция, которая подлежит обучению.

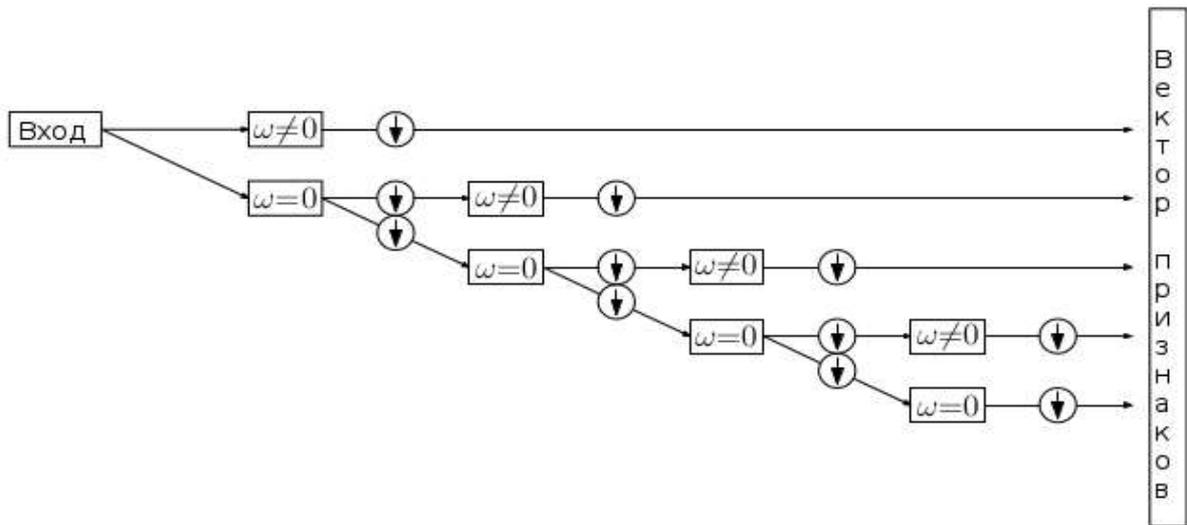


Рис. 1. Схема КНС, которая выполняет «вейвлет-преобразование» [18]

Если в уравнении (1) положить $\omega = 0$, то оно переходит в обычную свёртку:

$$X_l(0) = \frac{1}{\sqrt{2n+1}} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} h_{l-k} X[k], \quad (3)$$

$$h_l = \frac{1}{2n+1} \sum_{j=-n+l}^{n+l} g_j$$

Если рекурсивно применять подобное преобразование (3) к нулевому частотному каналу по схеме, изображенной на рис. 1, то такая процедура будет вычислять подобие «вейвлет-преобразования». Таким же образом можно реализовать «мультивейвлетное-преобразование» (англ. multiwavelet transform) используя различные фильтры $g_k(\omega)$. Подобные алгоритмы и есть тот тип КНС, которые рассматривают авторы. Авторы утверждают, что подобные структуры могут быть полезны для анализа хаотических временных рядов, например возникающие в результате эффекта турбулентности [18]. Это предположение может быть мотивировано тем, что зачастую спектр хаотических процессов подчиняется обратному степенному закону [19], то есть основная энергия сосредоточена у нулевой частоты.

V. РЕКУРРЕНТНЫЕ КНС С УНИТАРНОЙ ЭВОЛЮЦИЕЙ

Во избежание проблемы «исчезающего» и «взрывающегося» градиента при обучении рекуррентных нейронных сетей, авторы статьи [9] параметризовали матрицы весов \mathbf{W} в скрытых слоях, так чтобы они были унитарными:

$$\mathbf{W} = \mathbf{D}_3 \mathbf{R}_2 F^{-1} \mathbf{D}_2 \mathbf{\Pi} \mathbf{R}_1 F \mathbf{D}_1. \quad (2)$$

В формуле (2) используются следующие обозначения:

- \mathbf{D}_k – диагональная матрица, на диагонали которой находятся комплексные числа вида $\exp\{jw_i^k\}$, где w_i^k – обучаемые параметры;
- $\mathbf{R}_k = \mathbf{I} - 2 \frac{v_k \bar{v}_k}{\|v_k\|^2}$ – матрица отражения относительно адаптивного комплексного вектора v_k ;
- $\mathbf{\Pi}$ – матрица случайной перестановки;
- F и F^{-1} – матрицы прямого и обратного преобразования Фурье соответственно.

Очевидно, что подобные матрицы унитарны, так как каждая матрица множитель является унитарной.

На основании свойства сохранения нормы при умножении на унитарную матрицу авторы доказали, что рекуррентная нейронная сеть с унитарной эволюцией и функцией активации `modReLU` не подвержена проблемам «исчезающего» и «взрывающегося» градиента. Благодаря подобной параметризации авторам удалось достигнуть хороших результатов в задачах с длительными временными корреляциями [9].

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная статья не затрагивает все современные достижения в построении КНС. Стоит так же отметить цикл работ [19] и [20] и большую обзорную статью [21], которая суммирует ряд предыдущих достижений. В итоге можно отметить, что в последние годы наметился значительный прогресс в создании различных нейросетевых архитектур, использующих комплексные параметры в том или ином виде. Дальнейшим шагом в развитии КНС станет их активное применение в

практических задачах, например в анализе радиотехнических и хаотических сигналов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Guangji Shi, Maryam Modir Shanechi, and Parham Aarabi. On the importance of phase in human speech recognition. *IEEE transactions on audio, speech, and language processing*, 14(5):1867–1874, 2006.
- [2] Alan V Oppenheim and Jae S Lim. The importance of phase in signals. *Proceedings of the IEEE*, 69(5):529–541, 1981.
- [3] Akira Hirose. *Complex-valued neural networks: theories and applications*, volume 5. World Scientific, 2003.
- [4] LeCun, Y., Bengio, Y., and Hinton, G. (2015). Deep learning. *Nature*, 521(7553):436–444.
- [5] Trabelsi, Chiheb & Bilaniuk, Olexa & Zhang, Ying & Serdyuk, Dmitriy & Subramanian, Sandeep & Santos, João & Mehri, Soroush & Rostamzadeh, Negar & Bengio, Y & J. Pal, Christopher. (2017). Deep Complex Networks.
- [6] Redmon, Joseph & Farhadi, Ali. (2018). YOLOv3: An Incremental Improvement.
- [7] Van den oord, Aaron & Dieleman, Sander & Zen, Heiga & Simonyan, Karen & Vinyals, Oriol & Graves, Alex & Kalchbrenner, Nal & Senior, Andrew & Kavukcuoglu, Koray. (2016). WaveNet: A Generative Model for Raw Audio.
- [8] Николенко С., Кадурин А., Архангельская Е. Глубокое обучение. СПб, "Питер", 2019, 480с, ISBN 978-5-496-02536-2,
- [9] Martin Arjovsky, Amar Shah, and Yoshua Bengio. Unitary evolution recurrent neural networks. *arXiv preprint*, arXiv:1511.06464, 2015.
- [10] Maas, Andrew L. "Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models." (2013).
- [11] Nitzan Guberman. On complex valued convolutional neural networks. *arXiv preprint* arXiv:1602.09046, 2016.
- [12] Sergey Ioffe and Christian Szegedy. Batch normalization: Accelerating deep network training by reducing internal covariate shift. *arXiv preprint* arXiv:1502.03167, 2015.
- [13] Bengio, Yoshua, Simard, Patrice, and Frasconi, Paolo. Learning long-term dependencies with gradient descent is difficult. *IEEE Transactions on Neural Networks*, 5, 1994.
- [14] Xavier Glorot and Yoshua Bengio. Understanding the difficulty of training deep feedforward neural networks. In *Aistats*, volume 9, pages 249–256, 2010.
- [15] Kaiming He, Xiangyu Zhang, Shaoqing Ren, and Jian Sun. Delving deep into rectifiers: Surpassing human-level performance on imagenet classification. In *Proceedings of the IEEE international conference on computer vision*, pages 1026–1034, 2015b.
- [16] Chollet, Francois and others, Keras, 2015, <https://keras.io>.
- [17] Oren Rippel, Jasper Snoek, and Ryan P Adams. Spectral representations for convolutional neural networks. In *Advances in Neural Information Processing Systems*, pages 2449–2457, 2015.
- [18] Joan Bruna, Soumith Chintala, Yann LeCun, Serkan Piantino, Arthur Szlam, and Mark Tygert. A mathematical motivation for complex-valued convolutional networks. *arXiv preprint* arXiv:1503.03438, 2015.
- [19] Bruna, J. and Mallat, S. (2013). Invariant scattering convolutional networks. *IEEE Trans. Pattern Analysis Machine Intel.*, 35(8):1872–1886.
- [20] Bruna, J., Mallat, S., Bacry, E., and Muzy, J.-F. (2015). Intermittent process analysis with scattering moments. *Ann. Statist.*, 43(1):323–351.
- [21] Akira Hirose and Shotaro Yoshida. Generalization characteristics of complex-valued feedforward neural networks in relation to signal coherence. *IEEE Transactions on Neural Networks and learning systems*, 23(4):541–551, 2012.

Обнаружение объектов на радиолокационных изображениях

И. Г. Шибарова

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
ShibaIra@yandex.ru

Abstract. The article deals with the problem of object detection in noisy digital images relevant in radio surveillance systems. Two detection algorithms, which are an adaptive threshold processing detection algorithm with a one-step algorithm for selecting the threshold (also known as adaptation "forward" or fast threshold adaptation) and a multi-threshold processing algorithm with subsequent selection of objects of interest by some criteria, in particular, by geometric, are investigated. The results of the analysis are presented both on the base (typical) model of the image, and on the real radar image.

Keywords: detection; filtering; adaptive thresholding; multi-threshold processing

I. ВВЕДЕНИЕ

Задача обнаружения и различения сигналов на фоне помех является простейшей для радиотехнических систем.

Считается, что полезные сигналы соответствуют физическим объектам искусственного происхождения. Формы объектов настолько разнообразны, что полное описание их математических моделей чаще всего отсутствует, а фон, как правило, имеет нестационарный характер. Все это значительно усложняет процесс обработки.

В основу статьи легла задача выделения объектов интереса (определяются для каждой конкретно поставленной задачи) на фоне некоторой помехи.

Были сравнены два метода обработки: адаптивная и многопороговая с установкой порога по геометрическим параметрам.

II. АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ С АДАПТИВНЫМ ПОРОГОМ

При обнаружении сигнала алгоритмами адаптивной пороговой обработки используются окна, скользящие по изображению. Из-за сложности моделей реальных объектов интереса обнаружение проводится не для всего изображения, а для его фрагментов, в пределах которых фон можно считать однородным. Окна, скользящие по изображению, представляют собой сигнальную область, которая подвергается анализу и является контрольной и помеховую (опорную), которая является обучающей [1, 2]. В этом случае общая структура цифровой обработки будет включать в себя бинаризацию изображения, выбор формы и параметров окна (выбираются в зависимости от предполагаемой формы объектов интереса), формирование решающих и шумовых статистик с последующим выбором и установкой порога (в данном случае локального), а также принятие решения в пользу наличия/отсутствия полезного сигнала на данном участке изображения.

В работе был применен одношаговый алгоритм выбора порога, позволяющий становить порог непосредственно на данном шаге без учета предыдущих значений порога.

III. АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ С МНОГОПОРОГОВОЙ ОБРАБОТКОЙ

Многопороговая обработка позволяет установить собственный порог для каждой категории объектов по некоторому заданному критерию [3]. В данной статье был выбран такой параметр объекта интереса как отношение квадрата периметра к площади объекта, а порог выбирается так, чтобы на каждом двоичном слое изображения получалось максимально число выделенных объектов с учетом сохранения их формы. Но в данной ситуации можно столкнуться с тем, что при низких порогах форма объекта меняется, объект «обрастает» шумовыми пикселями и происходит искажение периметра объекта, а при высоких порогах объект интереса теряет пиксели, что также приводит к искажению периметра. Оптимальный порог в данном случае должен обеспечить необходимое сохранение формы объекта интереса. К примеру, можно считать, что объект перестал существовать, если при переходе на новый порог он теряет более 50% от своей предыдущей формы (т.е. число потерянных пикселей меньше числа «приклеившихся»).

IV. ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА ТЕСТОВОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

Тестовое изображение (рис. 1) представляет собой два объекта квадратной формы на зашумленном фоне.

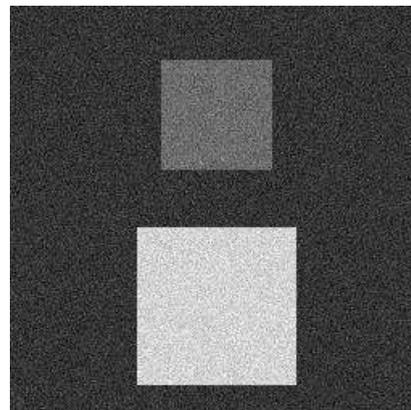


Рис. 1. Исходное изображение (тестовое)

Для решения задачи обнаружения в случае адаптивной пороговой обработки были использованы разные размеры локальных окон с пороговыми константами, подобранными для каждого окна индивидуально.

Все моделирование было проведено при помощи программ, написанных в среде MATLAB [4].

При оценке результатов моделирования будем считать, что объектами интереса являются связные структуры, а все остальное является фоном.

Результаты моделирования и обработки представлены на рис. 2.

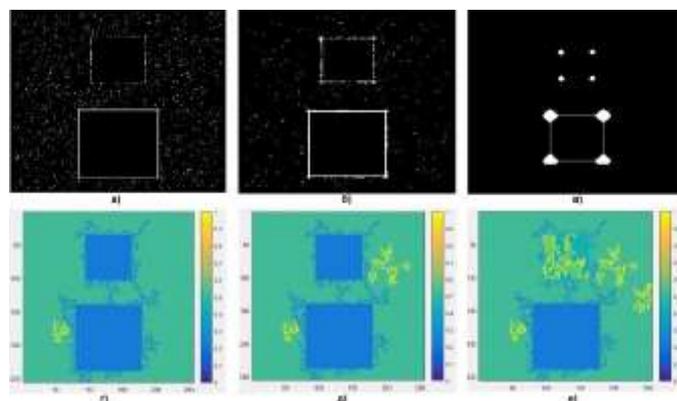


Рис. 2. Обнаружение сигналов на фоне шума методами адаптивной пороговой обработки: а) помеховое окно 5*5, сигнальное окно 3*3, пороговая константа 1.215; б) помеховое окно 9*9, сигнальное окно 7*7, пороговая константа 1.15; в) помеховое окно 49*49, сигнальное окно 25*25, пороговая константа 1.32; и методом многопороговой обработки: г) порог равен 103, д) порог равен 104, е) порог равен 108.

Как видно по рис. 2, чем больше параметры окна при адаптивной пороговой обработке, тем больше сглаживание, а в случае многопороговой обработки выбор порога имеет большое влияние на форму объектов.

V. ОБНАРУЖЕНИЕ ОБЪЕКТОВ НА РЕАЛЬНОМ РАДИОЛОКАЦИОННОМ ЦИФРОВОМ ИЗОБРАЖЕНИИ

Исходное изображение представлено на рис. 3.



Рис. 3. Исходное радиолокационное цифровое изображение

Предварительно изображение бинаризуется, т.е. переводится в черно-белый вид для последующей обработки (после бинаризации изображение содержит только нули и единицы).

Для наглядности была проведена обработка изображения при помощи глобального порога методом Отсу, основанном на анализе гистограмм исходного изображения.



Рис. 4. Результаты пороговой обработки методом Отсу.

По результатам обработки, представленным на рис. 4, можно заметить, что выбор порога по методу Отсу является малоэффективным без дальнейшей обработки по заданным критериям ввиду того, что его применение имеет смысл только в том случае, когда интенсивность точек объектов интереса выше интенсивности точек фона, что является редкостью в реальных условиях.

При многопороговой обработке реального изображения (рис. 5г) была использована селекция объектов по коэффициенту удлинения периметра $P_S = P^2/4\pi S$, где P – периметр объекта, S – его площадь. В моделировании была

использована обратная величина коэффициента удлинения периметра $1/P_S$.

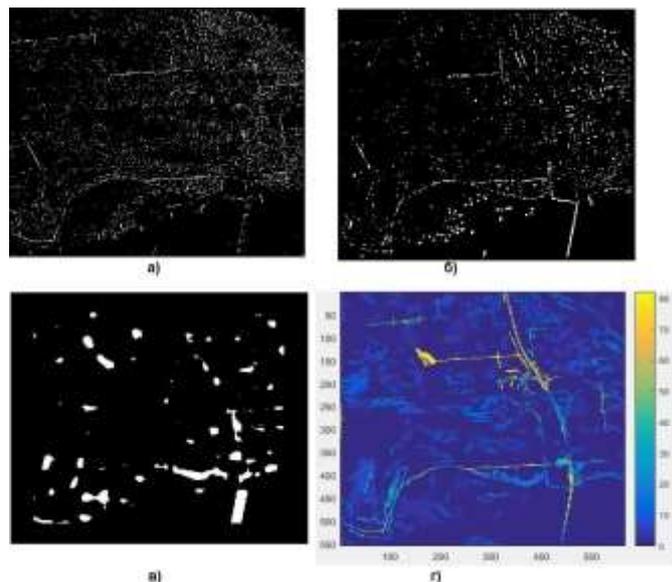


Рис. 5. Обнаружение сигналов на фоне шума методами адаптивной пороговой обработки: а) помеховое окно 5*5, сигнальное окно 3*3, пороговая константа 1.329; б) помеховое окно 9*9, сигнальное окно 7*7, пороговая константа 1.3; в) помеховое окно 49*49, сигнальное окно 25*25, пороговая константа 0.03; и методом многопороговой обработки: г).

Как и в случае обработки тестового изображения, можно заметить, что от параметров скользящего окна очень сильно зависит сглаживание объектов изображения. Это является основным минусом адаптивной пороговой обработки. Вследствие сглаживания происходит резкое ухудшение разрешения по близкорасположенным объектам, что наглядно продемонстрировано на рис. 5а, 5б и 5в. Многопороговая же обработка позволила лучше выделить интересующие объекты, имеющие некоторую протяженность, такие как дорога и кромка береговой линии.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Обработка реальных радиолокационных изображений еще более сложна за счет того, что принятое цифровое изображение может быть крайне плохого качества и иметь размытые или нечеткие формы и границы тех или иных объектов. Также обработка усложняется из-за того, что реальное распределение фона далеко от распределения Гаусса и является ассиметричным и помимо этого имеет примеси, которые могут приниматься за сигналы. Ввиду этого адаптивная обработка сильно усложняется и не всегда может быть достаточно эффективной, в то время как метод многопороговой обработки позволяет проводить детектирование объектов интереса без потери разрешающей способности близкорасположенных объектов, но только при условии выбора оптимального порога.

Результаты выделения объектов на зашумленных тестовых изображениях и на реальных радиолокационных

цифровых изображениях продемонстрировали эффективность многопороговой обработки с селекцией объектов по геометрическим признакам (в частности, выделение протяженных по форме объектов интереса).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Волков В.Ю. Обнаружение и различение сигналов в радиотехнических системах: учеб. пособие / В.Ю. Волков. СПбГУТ. СПб., 2017

- [2] Волков В.Ю. Адаптивные и инвариантные алгоритмы обнаружения объектов на изображениях и их моделирование в Matlab: Уч. пос. Изд-во Лань, Санкт-Петербург-Москва-Краснодар, 2014. 191 стр.
- [3] Волков В.Ю. Адаптивное выделение мелких объектов на цифровых изображениях // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2017. № 1. С. 17-28.
- [4] Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB // М.: Техносфера, 2006 615 с.

О методике расчета ослабления поля внутри коридора

Х. Х. Мадаминов

Ташкентский университет информационных технологий
e-mail: h.madaminov1978@gmail.com

А. Н. Ликонцев

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
e-mail: Likontsev-rts@mail.ru

Abstract. In article it is offered for calculation of weakening of the field in a corridor to use the theory of a rectangular waveguide

Keywords: weakening of the field; corrido; rectangular waveguide; effective specific conductivity

Известно, что качество работы мобильной связи, беспроводного интернета и телевидения в первую очередь определяется уровнем сигнала в месте приема. Для его прогнозирования определения работоспособности

оборудования необходимо знание методик или закономерностей прогнозирования распределения уровней поля. Особенно это важно для случая приема внутри помещений. Одним из вариантов приема является прием внутри помещений коридорного типа. Поперечное сечение такого помещения схоже с сечением прямоугольного волновода.

Выражение для коэффициента ослабления основной волны в прямоугольном полом металлическом волноводе [1] имеет вид

$$\alpha_{H_{10}} = \frac{R_{пов}}{b \cdot Z_c \cdot \sqrt{1 - (\lambda / 2a)^2}} \cdot \left[1 + 2 \frac{b}{a} \cdot \left(\frac{\lambda}{2a} \right)^2 \right], \quad (1)$$

где σ – удельная проводимость стенок волновода, См/м; Z_c – волновое сопротивление среды, Ом; $R_{пов}$ – поверхностное сопротивление, равное $\sqrt{\pi \cdot f \cdot \mu_a} / \sigma$, Ом; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость, Гн/м.

После подстановки $R_{пов}$ и ряда преобразований получаем выражение

$$\alpha_{H_{10}} = \frac{0,009}{\sqrt{(2a/\lambda)^2 - 1}} \cdot \left[\frac{2a^3 + b\lambda^2}{\sqrt{\lambda\sigma} \cdot a^2 b} \right]. \quad (2)$$

Для расчета значений погонного ослабления был выбран коридор с размерами широкой и узкой стенок поперечного сечения 4 на 3 метра. Для стенок коридора из бетона [2] величина погонного ослабления на частотах 800 МГц, 1800 МГц и 2100 МГц соответственно составила

0,151 дБ/м, 0,163 дБ/м и 0,165 дБ/м. Для стенок коридора из кирпича величина погонного ослабления на частотах 800 МГц, 1800 МГц и 2100 МГц соответственно составила 0,128 дБ/м, 0,191 дБ/м и 0,207 дБ/м.

Для унификации расчетов в коридорах здания можно ввести понятие «действующей удельной проводимости стенок коридора» σ_d [3], которая учитывает, как проводящие свойства стенок коридора, их неровности, так и некоторый набор стандартной мебели в коридоре (вешалки для одежды и т.д.).

$$\sigma_d = \frac{8,1 \cdot 10^{-5} \cdot (2a^3 + b\lambda^2)^2}{\lambda \cdot [(2a/\lambda)^2 - 1] \cdot a^4 \cdot b^2 \cdot \alpha_{экс}^2}, \quad \text{См/м}, \quad (3)$$

где $\alpha_{экс}$ – значение погонного ослабления в дБ/м, полученное экспериментально.

В свою очередь, зная значение «действующей удельной проводимости стенок коридора», можно прогнозировать величину погонного ослабления в коридоре

Умножив величину $\alpha_{\text{экс}}$ на значение длины коридора, можно найти величину ослабления радиоволны.

Человек является полупроводящей средой $\sigma_{\text{чел}}$ и $\epsilon_{\text{чел}}$ для электромагнитной волны и, следовательно, будет вносить дополнительное ослабление поля в помещении.

Величину ослабления (в разгах) в людях, находящихся в коридоре, можно учесть при помощи дополнительного множителя $F_{\text{чел}}$

$$F_{\text{чел}} = \exp\left[-(2\pi/\lambda) \cdot p \cdot l_{\text{чел}}\right], \quad (4)$$

$$F_{\text{чел}} = \exp\left\{-\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cdot \left[0,5 \cdot \left(-\epsilon_{\text{чел}} + \sqrt{\epsilon_{\text{чел}}^2 + (60\lambda\sigma_{\text{чел}})^2}\right)\right]^{0,5} \cdot l_{\text{чел}}\right\} / N_{\text{чел}} \quad (6)$$

Данное выражение является составной частью методики ослабления поля в помещениях коридорного типа.

Дверные проемы в коридоре являются источниками электромагнитных волн в помещениях комнат. Материал дверей частично поглощает электромагнитные волны и от степени открытия дверей зависит уровень поля в помещениях.

Дополнительное исследование для определения величины $\alpha_{\text{экс}}$ в коридоре с наличием людей планируется организовать в рамках научного проекта по организации

где вспомогательный параметр

$$p = \sqrt{0,5 \cdot \left(-\epsilon_{\text{чел}} + \sqrt{\epsilon_{\text{чел}}^2 + (60\lambda\sigma_{\text{чел}})^2}\right)}; \quad (5)$$

$l_{\text{чел}}$ – толщина человека, $\epsilon_{\text{чел}}$ – относительная диэлектрическая проницаемость тела человека.

Выражение (4) будет справедливым при наличии людей с общей толщиной $l_{\text{чел}}$ и полностью закрывающих сечение коридора. Чтобы учесть влияние одного человека необходимо в это выражение добавить множитель $1/N_{\text{чел}}$. Здесь $N_{\text{чел}}$ – количество человек в коридоре. В результате получаем выражение для множителя ослабления от одного человека $F_{\text{чел}}$ в разгах.

«умного дома» в Ташкентском университете информационных технологий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Пименов Ю.В., Вольман В.И., Муравцов А.Д. Техническая электродинамика: Учеб. пос. для вузов. М.: Радио и связь, 2000.
- [2] Рекомендация МСЭ-R P.2040 (09/2013) Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн на частотах выше приблизительно 100 МГц.
- [3] Мадаминов Х.Х., Ликонцев А.Н. Ослабление напряженности поля в коридорах зданий с использованием модели прямоугольного волновода // Муҳаммад ал-Хоразмий авлодлари. “Рақамли телевидение ва радиоэшиттириш, симсиз технологиялар, радиотехника ривожланиш истикболлари”. 2019. № 1(7). С. 21-26.

Применение микроконтроллера MSP430G2553 при реализации упрощенной системы контроля и управления доступом

И. А. Архипов, А. Б. Степанов*, М. А. Юрченко

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

*sabarticle@yandex.ru

Abstract. The work is dedicated to the application of the microcontroller MSP430G2553 in the implementation of a simplified access control system. A detailed description of the developed system layout, including a sealed contact, a permanent magnet, a status indication system, a programmed microcontroller, a keyboard and a piezoelectric emitter is given. The developed system allows to monitor the status of the door (open/closed position), as well as enable and disable (when you enter the correct code from the keyboard) an alarm signal.

Keywords: access control system; sealed contact; microcontroller; MSP430G2553; ultralow power consumption

I. ВВЕДЕНИЕ

Целью данной работы является разработка учебного макета упрощенной системы контроля и управления доступом (СКУД) для демонстрации принципов работы подобных систем. При выборе отладочной платы и микроконтроллера для реализации СКУД авторы руководствовались следующими требованиями:

- Низкое потребление энергии контроллера СКУД.
- Низкая стоимость элементной базы.

Исходя из данных требований был выбран микроконтроллер MSP430G2553 и отладочная плата EXP-MSP430G2.

Микроконтроллер MSP430G2553 выполнен в DIP корпусе и обладает 20 контактами. Его тактовая частота составляет 16 МГц. Он имеет 16 Кбайт ПЗУ и 512 байт ОЗУ.

Отладочная плата EXP-MSP430G2 предназначена для работы с 14-ю и 20-ю контактными микроконтроллерами семейства MSP430G2xxx. На отладочной плате располагаются:

- 2 кнопки (пользовательская и Reset).
- 2 светодиода.
- Разъем для подключения внешней периферии.
- Разъем для отладки – mini USB.

Микроконтроллеры семейства MSP430 широко применяются для реализации различных систем управления, в том числе и предназначенных для комплексной системы безопасности [1].

II. РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ

На рис. 1. представлен реализованный авторами макет упрощенной системы контроля и управления доступом. Он включает:

- Контроллер СКУД, выполненный в защитном корпусе и снабженный: отладочной платой EXP-MSP430G2, клавиатурой для ввода секретного кода, 2 светодиодами (зеленым и красным).
- Герметизированный контакт.
- Пьезоэлектрический излучатель.
- Постоянный магнит.
- Источник электроснабжения (сборка из 3 щелочных батарей).
- Площадка для крепления оборудования и установленные на ней стойки и дверь.

При разработке контроллера СКУД особое внимание уделялось его защите от пыли, что является необходимым условием его длительной работы в помещениях различного назначения. С этой целью крышка корпуса контроллера соединяется с остальной его частью через уплотнительное кольцо, а клавиатура имеет пылезащищенное исполнение.

Для обеспечения взаимодействия отдельных узлов системы для отладочной платы EXP-MSP430G2 был написан программный код. Значительная часть программного кода описывает работу кнопок клавиатуры, что требует выполнения его дополнительной оптимизации по объему.

При создании проекта и написании функции main использовалась интегрированная среда разработки.

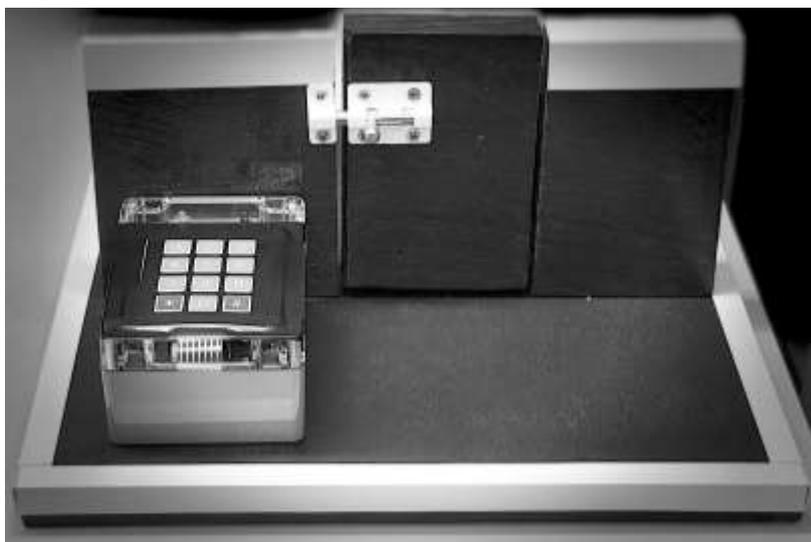


Рис. 1. Макет упрощенной системы контроля и управления доступом

III. ПРИНЦИП РАБОТЫ

Рассмотрим принцип работы реализованной системы.

В состоянии, когда дверь макета закрыта герметизированный контакт находится под воздействием магнитного поля, создаваемого постоянным магнитом. При этом, данный контакт находится в замкнутом состоянии. При открывании двери постоянный магнит перестает оказывать влияние на герметизированный контакт и цепь размыкается. При этом микроконтроллер отдает команду на включение звукового сигнала и красного светодиода, что соответствует состоянию «тревога». Для отключения сигнала должен быть введен четырехзначный секретный код. Для его ввода используется клавиатура. После ввода четырех цифр должна быть нажата кнопка с символом «*». Если код введен верно, то звуковой сигнал отключается, а вместо красного светодиода включается зеленый.

```

char key = keypad.getKey();
if (state == STATE_CLOSED) {
    if (key == '#') {
        lastStateBeforeAlert = state;
        state = STATE_ALERT;
    }
    if (digitalRead(GERKON) == 1) {
        state = STATE_OPENED;
        clearKey();
    }
    digitalWrite(LED_R, LOW);
    digitalWrite(LED_G, LOW);
} else if (state == STATE_OPENED) {
    if (digitalRead(GERKON) == 0) {
        state = STATE_CLOSED;
    }
    if (key) {
        enterKey(key);
    }
}

```

Рис. 2. Фрагмент функции main

Также в системе предусмотрена «тревожная кнопка». При нажатии на клавиатуре кнопки с символом «#» автоматически срабатывает сигнал «тревога» (даже при закрытой двери). Сигнал может быть отключен после ввода правильного кода.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В качестве основных результатов работы можно отметить следующее:

1. Разработана упрощенная система контроля и управления доступом.
2. Данная система реализована на микроконтроллере со сверхнизким потреблением энергии.
3. В составе СКУД реализована «тревожная кнопка».
4. Макет реализован по модульному принципу и может быть легко модифицирован.
5. При реализации был сделан акцент на наглядность макета, что позволяет использовать его в учебных целях.

Дальнейшее развитие проекта может включать:

1. Изучение вопросов, связанных с длительностью непрерывной работы реализованной системы от стандартных элементов питания.
2. Подключение дополнительных модулей для организации передачи сигнала «тревога» удаленному пользователю по беспроводном каналу связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Степанов А.Б., Матияшук С.Н. Комбинированный беспроводной датчик на базе микроконтроллера семейства MSP430 // Актуальные проблемы инфотелекоммуникаций в науке и образовании: сб. труд. II Международной научно-технической и научно-методической конференции. Санкт-Петербург, 2013. С. 350-351.

Реализация алгоритма вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на микроконтроллере со сверхнизким энергопотреблением

А. В. Помогалова, А. Б. Степанов*, М. А. Юрченко

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

*sabarticle@yandex.ru

Abstract. The work is dedicated to the implementation of the algorithm for calculating the continuous wavelet transform on microcontroller MSP430G2553 with ultralow power consumption. The rationale for the choice of the element base is given. The tests of the device in the process of the research of signals of different lengths are described. The use of the microcontroller in the calculation of continuous wavelet transform is advisable only for signals of up to 108 samples, which has been empirically proven.

Keywords: microcontroller; MSP430G2553; continuous wavelet transform; wavelet spectrogram

I. ВВЕДЕНИЕ

Вейвлеты – это особые функции с нулевым интегральным значением, способные к сдвигу и масштабированию [1, 2]. Вейвлеты находят широкое применение в цифровой обработке сигналов [3].

Одной из областей применения вейвлетов является выявление информационных признаков в сигнале. Для этого, как правило, используется непрерывное вейвлет-преобразование [4].

Формула непрерывного вейвлет-преобразования имеет вид:

$$W(a,b) = \frac{1}{\sqrt{a}} \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \psi\left(\frac{t-b}{a}\right) dt,$$

где $\psi(t)$ – вейвлет-функция, параметр a – задает масштаб, b – сдвиг по оси времени.

При реализации алгоритмов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования обычно используется элементная база, обладающая высокой производительностью, например, цифровые сигнальные процессоры. Проведенные одним из авторов данной работы исследования [5] показали, что при реализации алгоритма вычисления НВП на 16-ти разрядном цифровом сигнальном процессоре с фиксированной точкой TMS320C5515 среди возможных методов вычисления данного преобразования наиболее целесообразно

использовать метод на основе взаимно-корреляционной функции (ВКФ).

Целью данной работы является оценка возможности применения при вычислении непрерывного вейвлет-преобразования устройства с заведомо низкой производительностью, но обладающего сверхнизким энергопотреблением. В качестве такой элементной базы был выбран микроконтроллер MSP430G2553 фирмы Texas Instruments.

II. ВЫБОР ЭЛЕМЕНТНОЙ БАЗЫ

Выбор микроконтроллера MSP430G2553 связан с попыткой реализации базовой части всех алгоритмов, использующих непрерывное вейвлет-преобразование для выявления информационных признаков в сигнале, на элементной базе обладающей сверхнизким потреблением энергии.

При работе на частоте 1 МГц выбранный микроконтроллер требует около 230 мкА. При повышении частоты до 16 МГц – 4,2 мА. Таким образом, реализованная на данном устройстве система цифровой обработки сигналов может работать длительное время автономно и не требует дополнительных источников электроснабжения.

Приведем технические характеристики микроконтроллера. Данное устройство выполнено в DIP-корпусе и имеет 20 контактов. Максимальная тактовая частота – 16 МГц, ПЗУ – 16 Кбайт, ОЗУ – 512 байт. Микроконтроллер установлен на отладочную плату MSP-EXP430G2, на которой имеются два встроенных светодиода, пользовательская кнопка и кнопка Reset.

III. РЕАЛИЗАЦИЯ АЛГОРИТМА ВЫЧИСЛЕНИЯ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Вычисление непрерывного вейвлет-преобразования выполнялось на основе алгоритма взаимно-корреляционной функции сигнала и вейвлета с учетом временного сдвига и масштаба. При этом были преодолены сложности, связанные с особенностями

микроконтроллера и принципами его взаимодействия с компьютером с установленной средой MATLAB через универсальный асинхронный приемопередатчик (UART). На рис. 1 приведен фрагмент функции main.

```
#include "msp430g2553.h"
#include "math.h"

class UART {
public:
    static const unsigned char DIV_9600 = 104;
    static const unsigned char DIV_115200 = 8;

    static void setup(unsigned divider, unsigned char firstModulation,
        unsigned char secondModulation) {
        UCA0CTL1 = UCSSEL_2;
        UCA0BR0 = divider & 0xFF;
        UCA0BR1 = divider >> 8;
        UCA0MCTL = ((firstModulation & 0xF) << 4) | ((secondModulation &
            UCA0CTL1 & ~UCSWRST);
        SC0CTL1 = CALDC1_1MHZ;
        DC0CTL = CALDC0_1MHZ;
    }

    static bool hasData() {
        return IFG2 & UCA0RXIFG;
    }

    static unsigned char read() {
        while (!(IFG2 & UCA0RXIFG));
        return UCA0RXBUF;
    }

    static unsigned long readUInt32() {
        return (unsigned long) read() << 0
            | (unsigned long) read() << 8
            | (unsigned long) read() << 16
            | (unsigned long) read() << 24;
    }
};
```

Рис. 1. Функция main, реализующая вычисление непрерывного вейвлет-преобразования

При реализации алгоритма вычисления НВП применялась интегрированная среда разработки Code Composer Studio.

Для проверки результатов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования использовался испытательный стенд, включавший персональный компьютер с установленной системой MATLAB и запрограммированную отладочную плату MSP-EXP430G2. В памяти микроконтроллера были записаны значения вейвлета, вычисленные для заданного числа точек. В качестве вейвлета в данной работе использовался вейвлет «Мексиканская шляпа».

Значение анализируемого сигнала формировались в системе MATLAB и подавались на вход микроконтроллера. С этой целью был написан script-файл (рис. 2), генерирующий сигнал с заданным числом отсчетов. В качестве анализируемого сигнала использовался набор отсчетов, вычисленный для функции $\sin(x)$ на интервале $[0, 2\pi]$.

Результаты обработки загружались в систему MATLAB и визуализировались в виде вейвлет-спектрограммы.

На рис. 3 представлена вейвлет-спектрограмма, построенная для сигнала длиной 16 отсчетов.

```
conn.Timeout = 200;
fopen(conn);
sinXVector = 0:2*pi/(SIZE - 1):2*pi;
sinVector = sin(sinXVector);
sinVector = sinVector(1:SIZE);
fwrite(conn, sinVector, 'float');
out = fread(conn, [SIZE SIZE], 'float');
x = out(2:SIZE, 1:SIZE);

catch e
end
```

Рис. 2. Script-файл для генерации анализируемого сигнала и построения вейвлет-спектрограммы

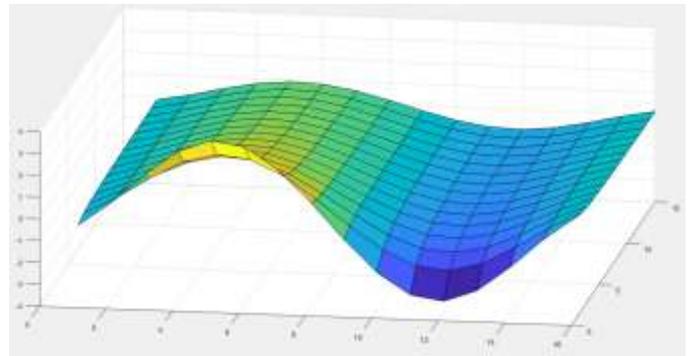


Рис. 3. Результаты вычисления НВП для сигнала длиной 16 отсчетов

Как следует из рисунка, даже при малом числе значений сигнала микроконтроллер выполнил точный расчет вейвлет-коэффициентов. Это позволило получить характерный вид вейвлет-спектрограммы: плавное изменение вейвлет-коэффициентов при изменении масштаба (соответствующего определенным частотным составляющим сигнала). Для обработки сигнала потребовалось 2,5 с.

Как показали проведенные эксперименты, для данного микроконтроллера есть ограничения, связанные с выбором максимальной длины анализируемого сигнала при вычислении непрерывного вейвлет-преобразования – 108 отсчетов. Для обработки такого сигнала потребовалось 41 с. Как следует из рис. 4, вейвлет-спектрограмма также имеет характерный вид, но при этом за счет большего числа вейвлет-коэффициентов имеет большее разрешение и соответственно лучше подходит для выявления информационных признаков в сигнале.

При увеличении длины сигнала более 108 отсчетов возникают сложности, связанные с малым объемом памяти микроконтроллера.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были получены следующие результаты:

- На микроконтроллере со сверхнизким потреблением энергии реализовано устройство, позволяющее выполнять непрерывное вейвлет-преобразование сигналов длиной от 16 до 108 отсчетов.

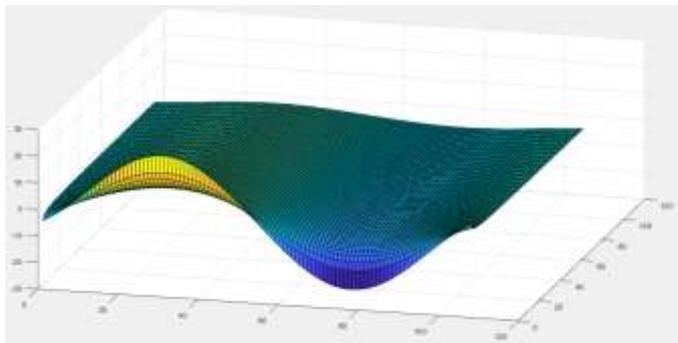


Рис. 4. Результаты вычисления НВП для сигнала длиной 108 отсчетов

- При проведении экспериментов доказана возможность вычисления НВП на микроконтроллере MSP430G2553. Для обработки сигналов длиной 16 отсчетов требуется около 2,5 с., для сигналов длиной 108 отсчетов – 41 с.

- В связи с тем, что для вычисления НВП на микроконтроллере MSP430G2553 требуется значительный временной интервал, можно сделать вывод о целесообразности его применения на практике только при обработке сигналов малой длины.
- Для увеличения скорости обработки и возможной длины сигнала при реализации алгоритма вычисления НВП может быть выбран другой микроконтроллер семейства MSP430 со сверхнизким потреблением энергии, обладающий большей производительностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Солонина А.И., Арбузов С.М. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB. СПб.: БХВ-Петербург, 2008. 816 с.
- [2] Арбузов С.М., Степанов А.Б. Применение методов вейвлет-анализа в электроэнцефалографии. СПб: Линк, 2009. 104 с.
- [3] Журавов Д.В., Степанов А.Б. Реализация процедуры вейвлет-сжатия на цифровом сигнальном процессоре // Юбилейная 70-я всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио: сб. тр. конф., 2015. С. 86-87.
- [4] Витязев В.В. Вейвлет-анализ временных рядов. СПб.: Изд-во С.-Петербург. ун-та, 2001.
- [5] Журавов Д.В., Степанов А.Б. Применение Simulink при реализации алгоритмов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на цифровом сигнальном процессоре // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 4. С. 51-57.

Реализация вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования со сверхнизким энергопотреблением и с пыле- и влагонепроницаемым корпусом в соответствии с IP66

В. С. Грибанов, А. Б. Степанов*, М. Е. Шалаева

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
*sabarticle@yandex.ru

Abstract. The work is dedicated to the implementation of the continuous wavelet transform computer on the MSP430G2553 microcontroller with ultralow power consumption. The main feature of the computer is its case, which is made in accordance with the international standard IEC 60529 and ensures its dust and moisture resistance in accordance with IP66. For the elimination of the harmful effect on the electronic components of the computer, the vibration isolation of the debug board and the device case is additionally performed. The performed tests showed that the calculator took 5 s. for the process of the continuous wavelet transform of 32 samples.

Keywords: microcontroller; MSP430G2553; continuous wavelet transform; continuous wavelet transform computer; IP66; wavelet spectrogram

I. ВВЕДЕНИЕ

Непрерывное вейвлет-преобразование (НВП) широко применяется при выявлении информационных признаков в сигнале [1, 2]. Несмотря на очевидные достоинства НВП, порой его применение ограничивается одним из его главных недостатков – высокими требованиями к элементной базе, на которой производится его вычисление. Это связано с тем, что НВП избыточно по определению.

В ряде случаев вычисление НВП требуется выполнять в сложных условиях: повышенная влажность, высокая концентрация пыли и мелких частиц в воздухе, повышенный уровень вибрации.

Целью данной работы является разработка вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования, обладающего следующими характеристиками:

- Сверхнизкое энергопотребление.
- Возможность обработки фрагментов сигнала длиной 32 отсчета.
- Корпус вычислителя должен обеспечивать защиту от пыли и влаги согласно IP66 по международному

стандарту IEC 60529, а также включать вибрационную развязку с электронными компонентами вычислителя.

II. РЕАЛИЗАЦИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЯ НВП

Реализация вычислителя НВП выполняется на микроконтроллере со сверхнизким энергопотреблением MSP430G2553 фирмы Texas Instruments. Благодаря сверхнизкому энергопотреблению данный микроконтроллер может работать продолжительное время от автономных источников электроснабжения. Перед реализацией вычислителя была разработана его трехмерная модель (рис. 1). После выполнения всех расчетов, он был реализован. Макет включает (рис. 2): корпус, выполненный из прочного пластика, муфту, обеспечивающую защиту в соответствии с IP66, защитный кожух на кабель, кнопки, помещенные во влагозащищенный чехол, крышку защиты кнопок, выполненную из прозрачного пластика и снабженную магнитными фиксаторами в положениях «открыто» или «закрыто».

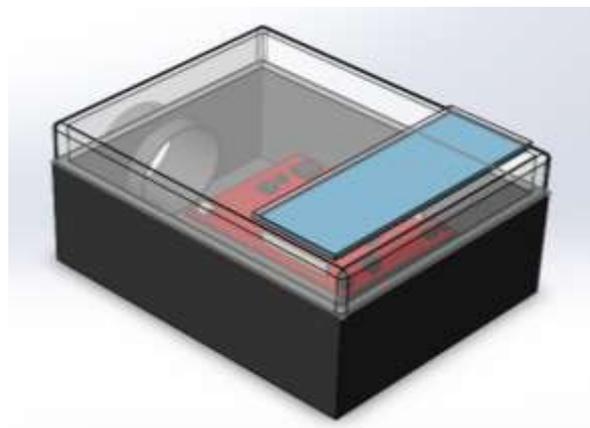


Рис. 1. Трехмерная модель вычислителя НВП



Рис. 2. Вычислитель непрерывного вейвлет-преобразования

Все узлы вычислителя НВП изолированы от попадания пыли и влаги уплотнительными жгутами с нанесением вязкотекучей композиции на основе полимеров. Внутри корпуса располагается отладочная плата MSP-EXP430G2. В целях защиты элементной базы от повреждения при эксплуатации вычислителя в условиях повышенной вибрации между отладочной платой и корпусом установлены элементы виброразвязки, выполненные в виде силиконовых стоек с толщиной, обеспечивающей необходимую упругость.

Отладочная плата MSP-EXP430G2 с микроконтроллером MSP430G2553 запрограммирована согласно алгоритму вычисления НВП, на основе взаимно-корреляционной функции сигнала и вейвлета [3].

Для начала работы с вычислителем НВП необходимо подключить его к источнику электроснабжения и подать на вход микроконтроллера обрабатываемый сигнал. При этом на отладочной плате должен загореться встроенный зеленый светодиод. Для выполнения НВП необходимо перевести защитную крышку кнопок в положение "открыто" и зафиксировать ее в таком состоянии магнитными застёжками. После этого необходимо нажать кнопку "1". В случае успешного вычисления НВП сигнала длиной 32 отсчета загорается второй зеленый светодиод, а на выходе микроконтроллера формируются значения вейвлет-коэффициентов. При подключении вычислителя к персональному компьютеру с установленной средой MATLAB, данная программа может служить в качестве источника обрабатываемых сигналов и визуализировать полученную вейвлет-спектрограмму (рис. 3).

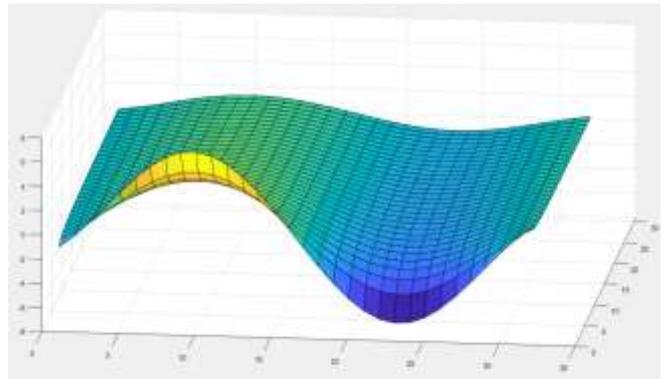


Рис. 3. Вейвлет-спектрограмма сигнала длиной 32 отсчета

В случае возникновения ошибки в процессе вычисления непрерывного вейвлет-преобразования загорается красный светодиод.

Кнопка "2" используется для прекращения вычисления НВП и сброса микроконтроллера в начальные настройки.

Кнопки "3" и "4" используются для тестирования состояния зеленого и красного светодиодов соответственно.

В дальнейшем планируется использовать клавиатуру со специальными символами.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были получены следующие результаты:

- Реализован вычислитель непрерывного вейвлет-преобразования, обладающий сверхнизким энергопотреблением и позволяющий выполнять обработку сигнала длиной 32 отсчета в течение 5 с.
- Корпус вычислителя выполнен в соответствии с требованиями IP66 по международному стандарту IEC 60529 и обеспечивает защиту устройства от попадания пыли, мелких частиц и воды.
- Отладочная плата микроконтроллера установлена на силиконовых стойках, что обеспечивает ее вибрационную развязку с основным корпусом.
- Вычислитель оборудован системой индикации за счет встроенных светодиодов.
- Дальнейшее развитие проекта может включать замену клавиатуры на более информативную, а также использование более производительного микроконтроллера семейства MSP430.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Витязев В.В. Вейвлет-анализ временных рядов. СПб.: Изд-во С.-Петербург. ун-та, 2001.
- [2] Арбузов С.М., Степанов А.Б. Применение методов вейвлет-анализа в электроэнцефалографии. СПб: Линк, 2009. 104 с.
- [3] Журавов Д.В., Степанов А.Б. Применение Simulink при реализации алгоритмов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на цифровом сигнальном процессоре // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 4. С. 51-57.

О моделировании алгоритмов вычисления быстрого преобразования Фурье в Simulink

О. А. Гуминский¹, Ю. С. Кравец²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
¹g-oleg_95@mail.ru, ²averchenko24061999@mail.ru

Abstract. This paper describes one of the possible ways of performing a fast Fourier transform using Simulink. Simulink Models that allow performing 4-point and 8-point fast Fourier transforms are provided.

Keywords: modelling; performing; fast Fourier transform; Simulink

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время алгоритм быстрого преобразования Фурье (БПФ) активно используется в цифровой обработке сигналов [1–4].

Цель данной работы заключается в рассмотрении особенностей моделирования БПФ в программе Simulink, построении упрощенной модели (принципиальной схемы) для визуального представления алгоритма быстрого преобразования Фурье.

II. ОПИСАНИЕ БЛОКОВ

Для демонстрации возможности блочного моделирования БПФ в Simulink была разработана Simulink-модель.

На основе блока MATLAB function формируются следующие три основных блока (рис. 1):

- Блок деления вектора на четные и нечетные (div).
- Блок выполнения алгоритма «бабочка» (calcul).
- Блок соединения векторов (merge).

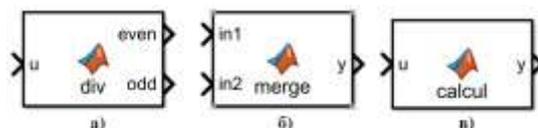


Рис. 1. Основные применяемые блоки: а) блок деления векторов, б) блок объединения векторов, в) блок выполнения алгоритма «бабочка»

Для формирования каждого из этих блоков пишутся соответствующие function-files с расширением *.m. Для блока разделения (div) это файл divide.m. Его алгоритм разделяет входную последовательность на два выходных вектора: четный и нечетный. Для блока, выполняющего алгоритм «бабочка» (calcul) используется файл FFT execution.m. Он позволяет произвести вычисления для любого четного вектора. В блоке соединения векторов (merge) применяется файл line_merge.m. Это файл объединяет два отдельных вектора в один.

С помощью этих блоков можно построить любую 2-х кратную последовательность БПФ начиная с 2-х точек.

III. МОДЕЛИРОВАНИЕ БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Рассмотрим пример 4-х точечной последовательности (рис. 2), где для сравнения результатов поставим предустановленный блок БПФ в Simulink.

Для построения простой 8-ми точечной последовательности (рис. 3) можно взять за основу две 4-х точечных последовательности и объединить дополнительными блоками. Аналогичным образом можно получить любую по длине последовательность, кратную двум.

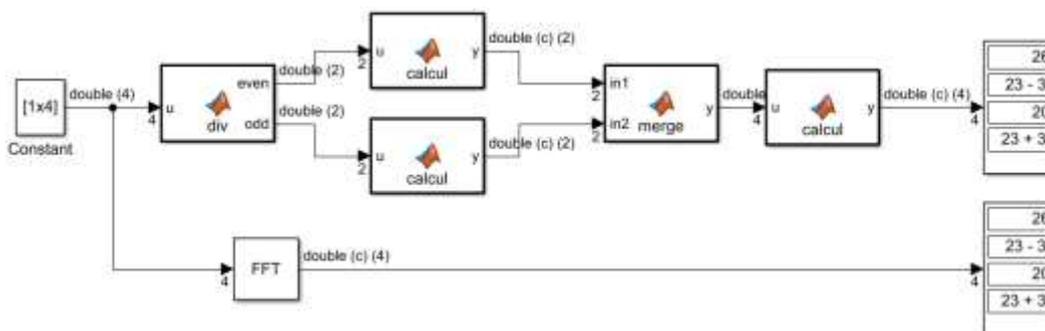


Рис. 2. Simulink-модель алгоритма вычисления быстрого преобразования Фурье для 4-х точечной последовательности

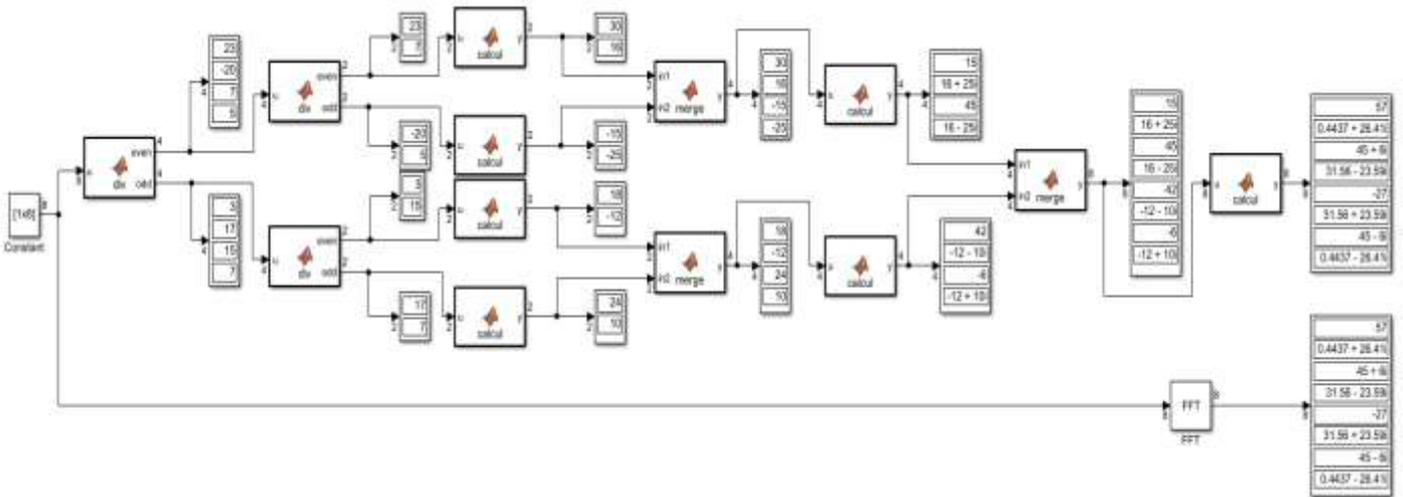


Рис. 3. Быстрое преобразование Фурье 8-ми точечной последовательности

Для наглядности работы 8-ми точечной последовательности установим дополнительные блоки Display. Они помогут наглядно проследить за преобразованиями отсчетов до полного преобразования.

Проследим за этапами быстрого преобразования Фурье, изображенного на рис. 3. На начальном этапе к входной последовательности подключим блок div. Его действие приводит к разделению исходного вектора на четные и нечетные векторы. Эта процедура повторяется до тех пор, пока не появятся разделенные вектора, сгруппированные по 2 ячейкам (рис. 4).

Следующим шагом будет реализация алгоритма «бабочка» для полученных векторов. Для этого к выходам блоков div подключаются блоки calcul. Затем выходы этих блоков попарно объединяются при помощи блока merge и его выход сразу подключается ко входу блока calcul с последующей обработкой алгоритмом «бабочка» до тех пор, пока объединенный вектор по количеству элементов не станет равен исходному входному вектору (рис. 5).

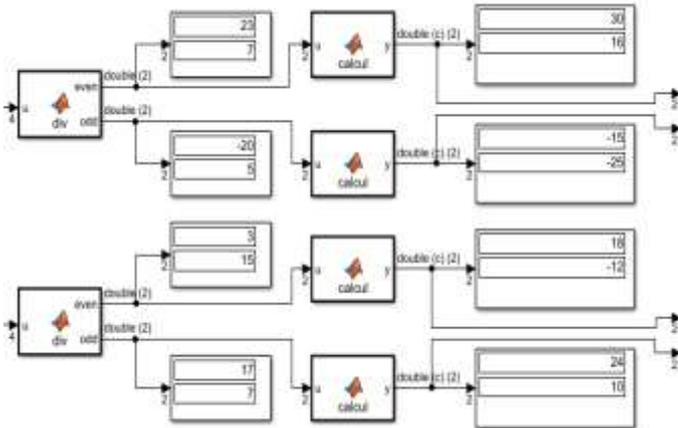


Рис. 4. Фрагмент быстрого преобразование Фурье 8-ми точечной последовательности, демонстрирующий разделение векторов на четный и нечетный, и реализацию алгоритма «бабочка»

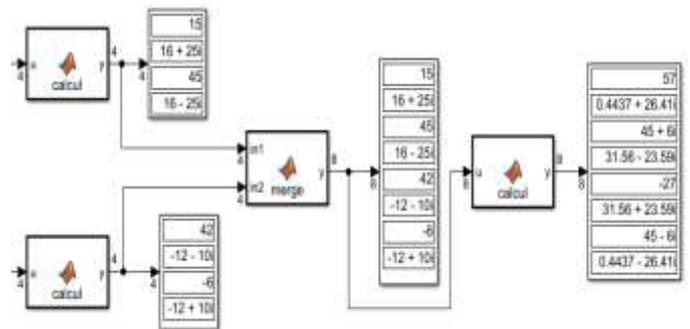


Рис. 5. Фрагмент быстрого преобразование Фурье 8-ми точечной последовательности, демонстрирующий реализацию алгоритма «бабочка» и объединение векторов

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная модель, построенная в программе Simulink для расчета быстрого преобразования Фурье, достаточно эффективна в использовании.

Эту модель возможно использовать при циклических вычислениях, в отличие от программы в MATLAB.

Стоит выделить и возможность генерации С-кода для цифрового сигнального процессора при реализации алгоритма вычисления БПФ [5, 6]. В этом случае происходит настройка Simulink-модели для генерации программного кода для выбранного цифрового сигнального процессора. При этом можно устанавливать параметры оптимизации программного кода по объему или быстродействию.

Данную реализацию БПФ также можно применять в качестве обучающей модели.

Доклад подготовлен в рамках работы студенческого научного общества Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича "Цифровая обработка сигналов".

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева. / Изд. 2-е испр. и перераб. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 768 с.: ил.
- [2] Цифровая обработка сигналов и MATLAB: учеб. пособие / А.И. Солонина, Д.М. Клионский, Т.В. Меркучева, С.Н. Перов. СПб.: БХВ-Петербург, 2013. 512 с.: ил.
- [3] Цифровая обработка сигналов. Практический подход / Эммануил Айфичер, Барри Джервис /пер. с англ. И.Ю. Дорошенко, А.В. Назаренко]. 2-е изд. Москва [и др.]: Вильямс, 2008. 989 с.: ил.
- [4] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. 608 с.: ил.
- [5] Ермоленко Д.В., Киличева К.Х., Степанов А.Б. Применение Simulink для реализации нерекурсивного фильтра с двойной симметрией АЧХ на микроконтроллере MSP430G2452 //Сб. трудов 73-я Всероссийской научно-технической конференции, посвященной Дню радио. 2018. С. 63-64.
- [6] Журавов Д.В., Степанов А.Б. Применение Simulink при реализации алгоритмов вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на цифровом сигнальном процессоре // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. 2018. Т. 8. № 4. С. 51-57.

Сравнение цифровых сигнальных процессоров АО НПЦ «ЭЛВИС» и АО «ПКК Миландр»

А. Д. Антоненко¹, Е. С. Сапунова², В. С. Сафрончева³

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
¹glutton02@gmail.com, ²katerinochka-rinochka2010@yandex.ru, ³new_type@bk.ru

Abstract. The article is devoted to the comparison of digital signal processors SC SPC “ELCIS” and SC “Milandr, Inc.”. The purpose of the report is to compare digital signal processors and identify the advantages and disadvantages of a digital signal processor.

Keywords: clock frequency; digital signal processor; microcircuit

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время лидерами среди производителей отечественных цифровых сигнальных процессоров являются компании АО НПЦ «ЭЛВИС» [1] и АО ПКК Миландр [2].

Целью доклада является сравнение цифровых сигнальных процессоров двух компаний и выявление преимуществ и недостатков того или иного цифрового сигнального процессора.

II. СРАВНЕНИЕ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРОВ

Архитектура процессора – это система команд, которую он поддерживает. От нее зависит, какие программы будут с этим процессором совместимы. Архитектура процессора отражает основные принципы внутренней организации конкретных семейств процессоров.

Микроархитектура процессора – это один из вариантов реализации архитектуры, имеющий свои особенности, но сохраняющий совместимость с базовой архитектурой. Это внутренняя схема устройства процессора, в том виде, в каком ее видят разработчики.

Процессоры с одинаковой архитектурой, но разной микроархитектурой могут выполнять одинаковые

программы без перетрансляции, но отличаться в производительности.

DSP (Digital Signal Processor) – специализированный микропроцессор с архитектурой, оптимизированной для оперативных потребностей цифровой обработки сигналов [3, 4].

Российские производители в наше время преуспели во многом, в частности в разработке и производстве цифровых сигнальных процессоров.

АО НПЦ «ЭЛВИС» является ведущим российским разработчиком микросхем и устройств на их основе. Компания является центром компетенций в областях искусственного интеллекта, компьютерного зрения, обработки радиолокационных сигналов, процессорных архитектур, аналого-цифровых и радиочастотных интегральных схем, интегрированных систем безопасности.

Особенностью работы цифровых сигнальных процессоров является поточный характер обработки больших объемов данных в реальном масштабе времени и, обычно, с интенсивным обменом данных с другими внешними устройствами. Цифровой сигнальный процессор необходим для преобразования сигналов, представленных в виде цифр в режиме реального времени.

АО «ПКК Миландр» – российский разработчик и производитель интегральных микросхем, электронных модулей, приборов и систем, основной специализацией которой является реализация проектов и производства микроэлектроники, разработка программного обеспечения современных систем связи.

Различные мультимедийные и коммуникационные функции, их поддержка в микросхеме, обеспечивают

возможность создания отечественной программируемой процессорной платформы.

Целью статьи является сравнение характеристик цифровых сигнальных процессоров российских производителей. В данном докладе приведем основные параметры для сравнения 32-разрядных микросхем, которые пользуются большим спросом на рынке.

Цифровой сигнальный процессор 1892ВМ10Я компании «ЭЛВИС» представляет собой микросхему сигнального процессора, являющейся системой на кристалле сигнального процессора, разработанной с использованием только собственных IP-блоков библиотеки платформы «МУЛЬТИКОР» (табл. 1).

Приведем характеристики процессора 1892ВМ10Я:

- тактовая частота составляет 250 МГц;
- напряжение питания микропроцессора находится в диапазоне 1,2 В – 3,3 В;
- температурный диапазон: от –60 до +85 °С.
- число ядер: 1;
- интегральный объем встроенной памяти: около 4 Мбит.

ТАБЛИЦА 1 ЦИФРОВЫЕ СИГНАЛЬНЫЕ ПРОЦЕССОРЫ «МУЛЬТИКОР»

Микросхема	1892ВМ3Т	1892ВМ2Я	1892ВМ5АЯ	1892ВМ10Я	1892ВМ7Я
Технология изготовления, мкм	0,25	0,25	0,25	0,13	0,13
Размер кристалла, мм x мм	10x10	10x10	12,3x12,6	8,8x9,5	11,7x11,9
Интеграция, млн. транзисторов	~18	~18	~26	~50	~81
Корпус	PQFP240	HSBGA292	HSBGA416	HSBGA400	HSBGA765
Многопроцессорная МПМД-архитектура	2 процессора: RISCCore32 + ELcore-14	2 процессора: RISCCore32 + ELcore-24	3 процессора: RISCCore32 + 2 x ELcore-26	3 процессора: RISCCore32 (с FPU) + 2 x ELcore-30	5 процессоров: RISCCore32 (с FPU) + 4 x ELcore-28
Рабочая частота, МГц	80	80	100	250	200
Пиковая производительность, MFLOPs, 32 бит	240	480	1 200	4 000	6 400

Микросхема 1967ВН028 от компании «Миландр» является стойким 32-разрядным процессором. Процессор обеспечивает высокопроизводительную цифровую обработку сигнала, оптимизированную для применения в телекоммуникациях или других областях, требующих мультипроцессорной системы цифровой обработки данных.

- приведем характеристики процессора 1967ВН028:
- тактовая частота составляет 450 МГц;
- напряжение источника питания 2,25 – 2,75 В;
- температурный диапазон: от –60 до +105 °С;
- число ядер: 1;
- встроенная оперативная память: SRAM 24 Мбит.

Исходя из вышеперечисленных характеристик, можно сделать выводы о том, что каждый микропроцессор имеет свои преимущества в использовании. Компания «Миландр», в отличие от процессоров компании «ЭЛВИС», производит процессоры более устойчивые к перегреву. Тактовая частота процессора 1967ВН028

(табл. 2) от компании «Миландр» много больше, чем 1892ВМ10Я компании «ЭЛВИС», что свидетельствует о возможности более быстрого выполнения операций.

ТАБЛИЦА 2 ЦИФРОВОЙ СИГНАЛЬНЫЙ ПРОЦЕССОР 1967ВН028

Микросхема	1967ВН028
Пиковая производительность	12 операций за такт
Корпус	BGA MK8303.576-1
Тактовая частота, МГц	450
Пиковая производительность, GFLOPs	21,6
Количество ядер	4

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В заключении отметим, что обе компании прекрасно справляются со своей задачей и занимают лидирующее место на российском рынке.

К сожалению, технология производства данных цифровых сигнальных процессоров в основном уступает в технологии производства зарубежным аналогам, например, процессорам фирмы Texas Instruments. Как следствие, отечественные ЦСП проигрывают зарубежным в тактовых частотах, но за счет аппаратной реализации различных операций, таких как быстрое преобразование Фурье, отечественные производители могут конкурировать с зарубежными ЦСП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Официальный сайт АО НПЦ «ЭЛВИС» [Электронный ресурс] <http://multicore.ru>.
- [2] Официальный сайт АО ПКК Миландр [Электронный ресурс] <http://ic.milandr.ru>.
- [3] Витязев С.В. Цифровые процессоры обработки сигналов. РГРТУ. 2012.
- [4] Степнев В.А. Микропроцессорные системы. Отечественные сигнальные процессоры. 2006.

Применение MATLAB при вейвлет-анализе сигналов

О. И. Умрихин¹, Е. Н. Догадина²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
¹olegumrihin48@mail.ru, ²dogadina.ekaterina@yandex.ru

Abstract. The paper focuses on the use of the MATLAB environment for performing signal wavelet analysis. The advantages and disadvantages of the system are reviewed.

Keywords: MATLAB; вейвлет-анализ сигналов

I. ВВЕДЕНИЕ

В среде компьютерной математики MATLAB для работы с вейвлетами используется пакет расширения MATLAB Wavelet Toolbox. Для упрощенной работы инженерами компании The MathWorks был разработан комплекс графических оболочек GUI MATLAB Wavelet Toolbox, который помогает визуализировать исходные данные и результаты вейвлет-анализа [1].

II. ОПИСАНИЕ ИНСТРУМЕНТОВ MATLAB ДЛЯ ВЕЙВЛЕТ-АНАЛИЗА

Главное меню графической оболочки вызывается из MATLAB командой **wavemenu**. Главное меню состоит из 9 разделов:

- One-Dimensional
- Two-Dimensional
- Three-Dimensional
- Multiple 1-D
- Display
- Wavelet Design
- Specialized Tools 1-D
- Specialized Tools 2-D
- Extension

Раздел *Display* предназначен для получения информации о тех вейвлетах, которые используются в MATLAB. Он состоит из двух подразделов:

- Wavelet Display
- Wavelet Packet Display

Wavelet Display и *Wavelet Packet Display* – просмотр вейвлетов и пакетных-вейвлетов соответственно. В данных подразделах есть возможность выбрать имя или тип вейвлета и его порядок, установить уровень разрешения. В графическом окне по заданным значениям появятся графики вейвлет функций, а ниже будут изображены значения фильтров разложения и реконструкции.

Раздел *Extension* служит для решения такой задачи, как продолжение сигнала или изображения. *Extension* содержит два подраздела:

- Signal Extension
- Image Extension

Данный раздел позволяет выбрать различные способы продолжения сигнала, а также задать его начальные условия. Отличием *Signal Extension* от *Image Extension* заключается в том, что параметры продолжения изображения нужно указывать отдельно для вертикали и для горизонтали.

Одномерный вейвлет-анализ представлен разделом *One-Dimensional*, который содержит пять программ (подразделов):

- Wavelet 1D
- Wavelet Packet 1D
- Continuous Wavelet 1D

- Complex Continuous Wavelet 1D
- Continuous Wavelet1D (Using FFT)

Wavelet 1D и Wavelet Packed 1D предназначен для анализа и вейвлет-разложения дискретного сигнала. В подразделе предусмотрены возможности вычисления статистических характеристик компонент разложения, оценки закона распределения и плотности распределения случайной величины, построения гистограмм, сжатия сигнала и удаления шумов.

Continuous Wavelet 1D дает возможность для непрерывного анализа и вейвлет-разложения сигнала. *Complex Continuous Wavelet 1D* имеет аналогичные возможности, при условии, что сигнал и его вейвлет являются комплексными функциями. *Continuous Wavelet1D (Using FFT)* предназначен для непрерывного вейвлет-разложения и анализа сигнала на основе дискретного преобразования Фурье.

Раздел специализированных средств одномерного вейвлет-анализа (*Specialized Tools 1-D*) представлен шестью программами:

- SWT De-noising 1D
- Density Estimation 1D
- Regression Estimation 1D
- Wavelet Coefficients Selection 1D
- Fractional Brownian Generation 1D
- Matching Pursuit 1D

SWT De-noising 1D осуществляет удаление шума стационарного одномерного сигнала. *Density Estimation 1D* дает возможность для оценки плотности распределения значений сигнала. *Regression Estimation 1D* – оценка функции регрессии. *Wavelet Coefficients Selection 1D* – выбор вейвлет-коэффициентов. *Fractional Brownian Generation 1D* – моделирование дробного броуновского движения. *Matching Pursuit 1D* – выполнение подгонки (согласования).

Двумерный вейвлет-анализ представлен в разделе *Two-Dimensional* и содержит:

- Wavelet 2D
- Wavelet Packet 2D

Данные программы предназначены для анализа и вейвлет-разложения изображения, а также получения его статистических характеристик, сжатия и удаления шумов.

Specialized Tools 2D – раздел содержащий специализированные средства двумерного вейвлет-анализа который имеет четыре программы:

- SWT De-noising 2D
- Wavelet Coefficients Selection 2D
- Image Fusion
- True Compression 2D

SWT De-noising 2D осуществляет удаление шума стационарного двумерного сигнала. *Wavelet Coefficients Selection 2D* позволяет выбрать вейвлет-коэффициенты изображения. *Image Fusion* – слияние (наложение) изображений. *True Compression 2D* – полное сжатие с использованием вейвлетов.

Трехмерный вейвлет-анализ (*Wavelet 3D*) предназначен для анализа и вейвлет-разложения трехмерных сигналов (3D модель, видеозапись, серия слайдов и др.)

Для вейвлет-анализа мультисигналов можно обратиться к разделу *Multiple 1D*, который содержит в себе следующие программы:

- Multisignal Analysis 1D
- Multivariate Denoising
- Multiscale Princ. Comp. Analysis

Подраздел *Multisignal Analysis 1D* дает возможность разложения мультисигнала, получения его статистических характеристик, сжатия и кластеризации, а также удаления шума. *Multivariate Denoising* осуществляет многовариативное удаление шума, а *Multiscale Princ. Comp. Analysis* многомасштабный анализ главных компонент.

MATLAB Wavelet Toolbox дает возможность проектирования вейвлетов для непрерывного вейвлет-преобразования, для этого следует обратиться к разделу *Wavelet Design* который содержит в себе программу *New Wavelet for CWT*, которая дает возможность проверить, насколько эффективно работает разработанный вейвлет в заданных условиях.

Для изучения вейвлетов, помимо комплекса графических оболочек *GUI MATLAB Wavelet Toolbox*, можно использовать окно *Command Window* и с его помощью вызывать функции, описывающие вейвлет-преобразования.

Как говорилось ранее, графическая оболочка *GUI MATLAB Wavelet Toolbox* вызывается с помощью команды **wavemenu** – открывается окно, на основном поле которого расположены группы кнопок графических оболочек, специально разработанных для изучения определенных разделов вейвлет-анализа сигналов и их изображений.

- **cwt** – непрерывное вейвлет-преобразование
- **ddencmp** – параметры по умолчанию для удаления шума или сжатия (1D, 2D)
- **detcoef** – вычисляет детализирующие коэффициенты одномерного сигнала
- **detcoef2** – нахождение детализирующих коэффициентов двумерного сигнала
- **dwt** – одноуровневое дискретное одномерное вейвлет преобразование
- **dwt2** – одноуровневое дискретное двумерное вейвлет-преобразование

- **dwt3** – одноуровневое дискретное 3D-вейвлет-преобразование
- **icwtft** – обратное непрерывное вейвлет-преобразование
- **idwt** – обратное дискретное одномерное вейвлет-преобразование
- **idwt2** – обратное дискретное двумерное вейвлет-преобразование
- **idwt3** – одноуровневое обратное дискретное 3D-вейвлет-преобразование
- **iswt** – обратное дискретное вейвлет-преобразование стационарного сигнала
- **iswt2** – двумерное обратное вейвлет-преобразование стационарного сигнала
- **nstdfft** – нестандартное 1D-быстрое преобразование Фурье
- **shanwavf** – вейвлет Шеннона
- **swt** – дискретное вейвлет-преобразование стационарного сигнала
- **swt2** – двумерное дискретное вейвлет-преобразование стационарного сигнала
- **thselect** – выбор порога для удаления шума 1D
- **upcoef** – прямое восстановление из коэффициентов
- **wavedec** – многоуровневое одномерное вейвлет-разложение
- **wavedec2** – многоуровневое двумерное вейвлет-разложение
- **wavedec3** – многоуровневое 3D-вейвлет-разложение
- **wavefun** – масштабирующая и вейвлет-функции
- **wavefun2** – 2D-масштабирующая и вейвлет-функции
- **wavewinfo** – информация о вейвлете
- **wden** – автоматическое удаление шума 1D
- **wdencmp** – удаление шумов и сжатие при помощи вейвлетов (1D, 2D)
- **wfusing** – слияние (наложение) двух изображений
- **wmudlen** – многовариантное удаление шума
- **wnoise** – тестовые 1-D сигналы, в том числе с шумом
- **wpdencmp** – удаление шумов и сжатие при помощи пакетов

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Данная работа носит обзорный характер и предназначена для ознакомления специалистов в области цифровой обработки сигналов с особенностями вейвлет-анализа сигналов в MATLAB.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. М.: ДМКПресс, 2014. 628 с.

Исследование эффективности применения SEFDM сигналов при многолучевом распространении

А. И. Семенова

Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
semenova.ai@edu.spbstu.ru

А. С. Михайлов

Санкт-Петербургский политехнический университет
Петра Великого
mihajlov_as@spbstu.ru

Е. Н. Смирнова

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого
katerina.shishina@yandex.ru

Abstract. Spectrally Efficient Frequency Division Multiplexing - (SEFDM) was considered as an alternative to signals with OFDM in 5G communication networks. Modern scientific literature does not contain an analysis of the effectiveness SEFDM signals using in multipath propagation. The analysis is necessary to assess the energy efficiency of reception and the efficiency of processing by algorithms for receiving SEFDM signals. This article discusses the propagation of SEFDM signals in a multipath channel with AWGN using a multipath simulator. As a result of the conducted simulation and analysis the BER performance of the SEFDM signals in the multipath channel with AWGN was evaluated and the main factors influencing it was analyzed.

Keywords: multipath propagation; SEFDM

I. ВВЕДЕНИЕ

В современных широкополосных системах передачи данных используются OFDM-сигналы. В данной технологии, для передачи информации, используется несколько поднесущих частот. Частотный разнос между ними равен $\Delta f = 1/T$, где T – длительность одного OFDM символа. В таком случае для сигналов с прямоугольной формой огибающей обеспечивается условие ортогональности, то есть сигналы с соседних поднесущих частот не влияют друг на друга. OFDM сигналы обладают рядом преимуществ: устойчивость к многолучевому распространению; помехоустойчивость, близкая к потенциальной. Существуют также и недостатки: большое значение пик-фактора излучаемых колебаний и относительно большая полоса занимаемых частот.

Одним из вариантов развития сигналов является переход к технологии SEFDM, в которой ортогональность между поднесущими преднамеренно нарушается по сравнению с OFDM, т.е. $\Delta f \leq 1/T$. За счёт этого уменьшается полоса занимаемых частот, что увеличивает значение

спектральной эффективности $R/\Delta F$, где R – значение символической скорости передачи, ΔF – полоса занимаемых частот. Однако в SEFDM-сигналах соседние поднесущие частоты начинают влиять друг на друга. Данный эффект приводит к тому, что ухудшается помехоустойчивость приёма. Решению данной проблеме посвящено множество работ.

Согласно математической модели в работе [1] статистические характеристики помех между несущими имеют нормальное распределение, дисперсия которого зависит как от уровня сжатия полосы пропускания, так и от уровня сигнала. В статье [2] приводится метод распределения мощности по поднесущим в ходе формирования SEFDM символа, который улучшает помехоустойчивость приёма при фиксированном сферическом декодировании. Авторы работы [3] представляют реализацию итеративного приёмника SEFDM сигналов, который позволяет значительно повысить спектральную эффективность без уменьшения энергетической эффективности по сравнению с OFDM сигналами.

Таким образом, в рассмотренных работах и работах [4-13] исследуются методы приёма для компенсации внутри-символьной интерференции (ICI - inter-carrier interference), а также методы уменьшения уровня внеполосных излучений и пик-фактора при увеличении спектральной эффективности сигналов SEFDM. Однако, не исследуются методы приёма при присутствии межсимвольной интерференции.

Как правило, передача сигнала происходит в городских условиях, где присутствует большое количество строений, транспорта, перепадов уровня земной поверхности. Это способствуют многократному отражению сигнала, что в результате приводит к множеству копий сигнала на

приёмнике с разными уровнями и разными задержками по времени. Это также снижает помехоустойчивость приёма.

При активном развитии сетей следующего поколения 5-6G требуется проведение оценки эффективности SEFDM сигналов в условиях реального канала передачи, то есть при наличии многолучевого распространения. Эффективность применения SEFDM сигналов может снижаться при наличии многолучевого распространения, особенно при уменьшении частотного разнеса между поднесущими частотами.

Целью работы является исследование эффективности применения SEFDM сигналов при многолучевом распространении.

II. ОПИСАНИЕ ПЕРЕДАТЧИКА SEFDM СИГНАЛОВ

Рассмотрим структуру передатчика SEFDM сигналов на рис. 1. На первом этапе осуществляется модуляция сигнала, затем добавляются пилотные поднесущие и защитные интервалы. На следующем этапе осуществляется обратное преобразование Фурье и уплотнение сигнала, после чего добавляется циклический префикс.

Преамбула представляет собой OFDM-символ и формируется на основе ПСП, которая используется для пилотных поднесущих в SEFDM сигнале, модулируется каждая вторая поднесущая (рис. 2). Вследствие этого после ОБПФ во временной области преамбула будет иметь свойство периодичности. Также к преамбуле добавляется циклический префикс.

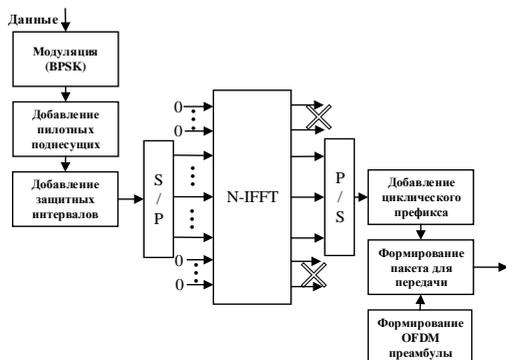


Рис. 1. Схема передатчика



Рис. 2. Вид преамбулы в частотной области

Структура пакета представлена на рис. 3 и состоит из преамбулы из $n=100$ SEFDM символов.

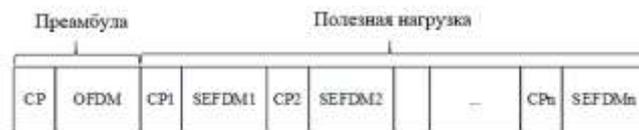


Рис. 3. Структура пакета

III. ОПИСАНИЕ ПРИЁМНИКА SEFDM СИГНАЛОВ

Структура приёмника SEFDM сигналов представлена на рис. 4. На начальном этапе осуществляется тактовая синхронизация, которая заключается в поиске преамбулы. Тактовая синхронизация состоит из коррелятора по повторяющимся участкам преамбулы и циклическому префиксу. После обнаружения преамбулы приемник переходит к обработке SEFDM символов. Происходит удаление циклического префикса, преобразование потока данных в параллельный и дополнение SEFDM символа нулями до размерности БПФ. Затем происходит оценка канала по пилотным поднесущим и эквалайзинг, далее – демодуляция и формирование принятых данных.

В беспроводных системах передачи данных для реализации тактовой синхронизации применяется преамбула – сигнал с OFDM с полностью известными параметрами и хорошими автокорреляционными свойствами. Рассмотрим алгоритм по половине преамбулы и циклическому префиксу. Расчет коэффициента корреляции осуществляется по формуле:

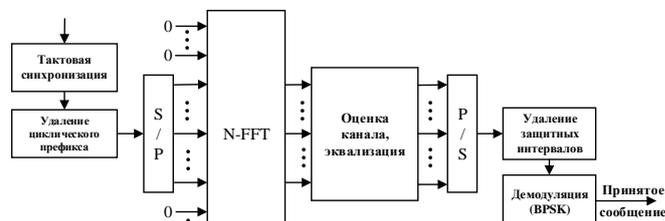


Рис. 4. Схема приёмника

$$r[n] = \left| \sum_{k=1}^{N_{fft}/2+N_{cp}} x[k+n] \cdot x^*[k+n-N_{fft}/2] \right| \quad (1)$$

где $x[n]$ – n -й отсчет входного сигнала, N_{fft} – размерность БПФ ($N_{fft} = 256$), N_{cp} – Длина циклического префикса ($N_{cp} = 64$ отсчета), $x^*[n]$ – n -й комплексно-сопряженный отсчет входного сигнала. При расчете по формуле анализируются один участок сигнала длиной $\text{floor}(N_{fft}/2) + N_{cp}$, разнесенный во времени на 256 отсчетов.

Расчет нормированного коэффициента корреляции осуществляется по формуле:

$$r_{norm}[n] = \frac{r[n]}{N} \quad (2)$$

$$N = \frac{1}{2} \left[\sum_{k=1}^{N_{fft}/2+N_{cp}} |x[k+n]|^2 + \sum_{k=1}^{N_{fft}/2+N_{cp}} \left| x \left[k+n - \frac{N_{fft}}{2} \right] \right|^2 \right] \quad (3)$$

После расчёта нормированного коэффициента корреляции выполняется поиск максимального значения, позиция которого соответствует началу принятого пакета.

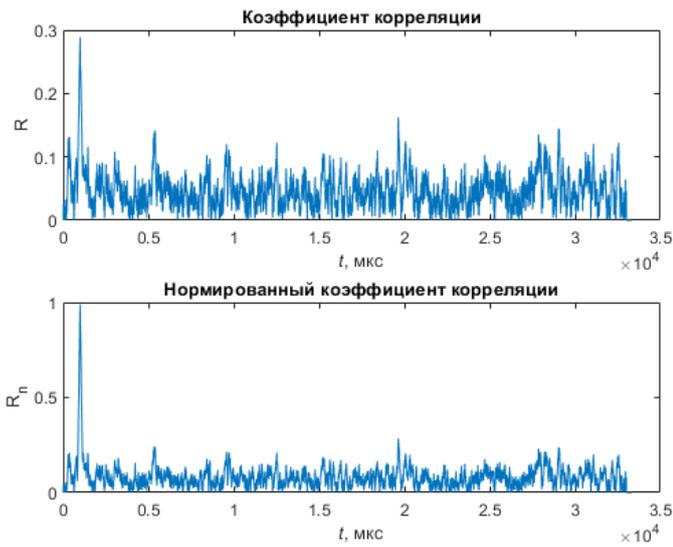


Рис. 5. Зависимость коэффициента корреляции по половине преамбулы и циклическому префиксу (верхний рисунок) и зависимость нормированного коэффициента корреляции (нижний рисунок) от порядкового номера отсчета при анализе последовательности.

Процедуру коррекции передаточной характеристики канала связи можно разделить на два этапа:

1. на первом этапе осуществляется оценка коэффициента передачи канала в данной частотной позиции в данный момент времени.
- на втором этапе осуществляется интерполяция полученных оценок передаточной характеристики канала во времени и по частоте.

Поскольку информационные и пилотные поднесущие располагаются близко относительно друг друга можно использовать эквалайзер по ближайшим пилотным поднесущим SEFDM символа, при этом не выполняя интерполяцию. Оценочное значение передаточной характеристики, вычисленное по каждой пилотной поднесущей SEFDM-символа, считается одинаковым для всех ближайших к нему информационных поднесущих этого символа. Перерасчет характеристики происходит для каждого символа.

На рис. 6 представлена зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал-шум для SEFDM для разных значений коэффициента уплотнения. При уменьшении коэффициента уплотнения ухудшается помехоустойчивость приёма. Это вызвано влиянием соседних поднесущих друг на друга.

На рис. 7 представлено сравнение в частотной области сигнала OFDM и SEFDM с коэффициентом уплотнения 0,8. Можно сделать вывод, что полоса частот, занимаемая SEFDM сигнала меньше, чем у OFDM.

IV. ОПИСАНИЕ СИМУЛЯТОРА

Исследования эффективности применения SEFDM сигналов при многоручевом распространении проводились на программном симуляторе, который описан в работе [16]. Симулятор состоит из трёх компонентов: интерфейса пользователя, геометрической и физической модели распространения сигналов.

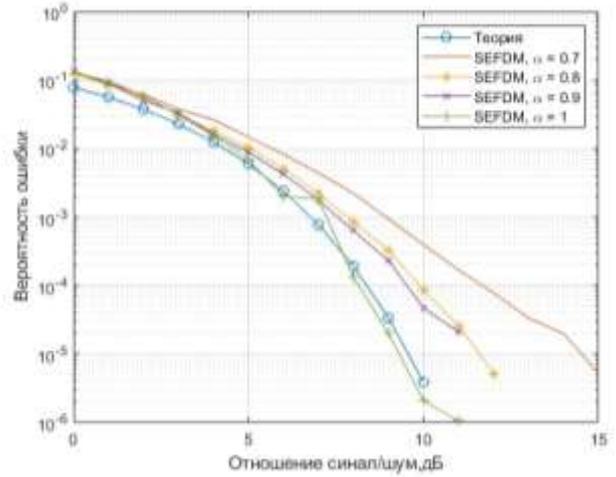


Рис. 6. Зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал-шум для SEFDM для разных значений коэффициента уплотнения.

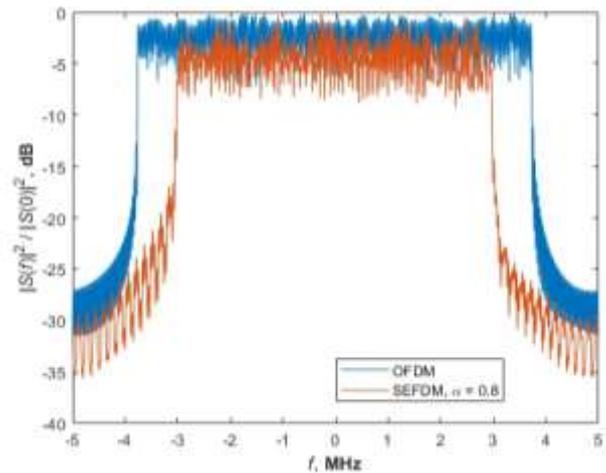


Рис. 7. Зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал-шум для SEFDM для разных значений коэффициента уплотнения.

В геометрической модели рассчитываются все возможные пути распространения сигнала от передатчика до приёмника на основе принципов геометрической оптики и теории дифракции. В физической модели осуществляется расчёт параметров сигнала в точках приёма на основе полученных геометрических данных путей.

V. РЕЗУЛЬТАТЫ

Для исследования влияния эффекта многолучевого распространения было проведено имитационное моделирование в среде Matlab с помощью программного симулятора. Отметим, что на начальном этапе моделирования отсутствовал эквалайзер и тактовая синхронизация. Результат моделирования представлен на рис. 8.

Имитационное моделирование показало, что в случае многолучевого распространения (в данном случае два луча: прямой и отражённый) увеличивается значение ошибки. Второй луч можно считать помехой. При снижении коэффициента уплотнения растёт величина ошибки вследствие влияния соседних поднесущих друг на друга.

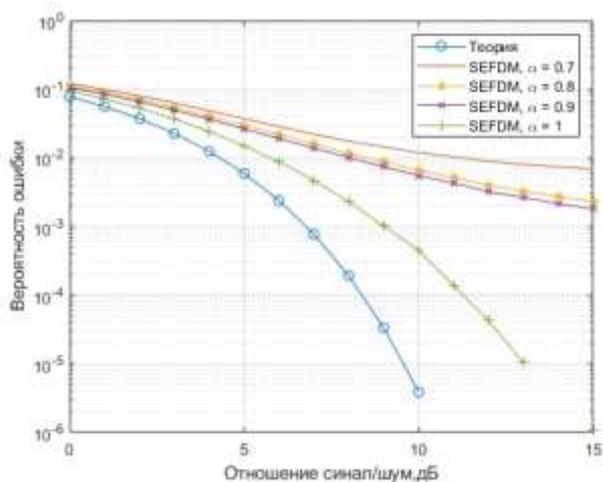


Рис. 8. Зависимость вероятности ошибочного приёма от отношения сигнал-шум для SEFDM сигналов в случае двухлучевого распространения при разных значениях коэффициента уплотнения.

VI. ВЫВОДЫ

В работе предложена методика расчета помехоустойчивости SEFDM сигналов для реальных случаев при наличии эффекта многолучевого распространения. Для этого применяется программный комплекс трёхмерного моделирования многолучевого распространения сигналов систем связи. Дальнейшие исследования будут направлены на изучение влияния количества лучей на помехоустойчивость приёма и совершенствование алгоритмов приёма.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Ghannam H., Darwazeh I. SEFDM: Spectral Efficiency Upper Bound and Interference Distribution // 2018 11th International Symposium on Communication Systems, Networks & Digital Signal Processing (CSNDSP), 18-20 July 2018 / Budapest, Hungary, 2018. Pp. 1-6.
 [2] Ghannam H., Darwazeh I. Power Allocation for Detection Performance Enhancement of SEFDM Signals // 2018 IEEE 29th Annual

International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 9-12 Sept. 2018 / Bologna, Italy, 2018. Pp. 584-585.

[3] Ozan W., Ghannam H., Haigh P.A., Darwazeh I. Experimental implementation of real-time non-orthogonal multi-carrier systems in a realistic fading channel // 2018 IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), 15-18 Jan. 2018 / Anaheim, CA, USA, 2018. Pp. 121-124.
 [4] Xu T., Darwazeh I. Experimental Validations on Self Interference Cancelled Non-Orthogonal SEFDM Signals // 2018 IEEE 87th Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 3-6 June 2018 / Porto, Portugal, 2018. Pp. 1-5.
 [5] Gelgov A., Gorlov A., Nguyen V.P. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes // 2017 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 5-8 June 2017 / Istanbul, Turkey, 2017. Pp. 1-5.
 [6] Gorbunov S., Rashich A. BER Performance of SEFDM Signals in LTE Fading Channels // 2018 41st International Conference on Telecommunications and Signal Processing (TSP), 4-6 July 2018 / Athens, Greece, 2018. Pp. 1-4.
 [7] Vasilyev D., Rashich A. SEFDM-signals Euclidean Distance Analysis // 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EEExPolytech), 22-23 Oct. 2018 / St. Petersburg, Russia, 2018. Pp. 75-78.
 [8] Rashich A., Urvantsev A. Pulse-Shaped Multicarrier Signals with Nonorthogonal Frequency Spacing // 2018 IEEE International Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 4-7 June 2018 / Batumi, Georgia, 2018. Pp. 1-5.
 [9] Нгуен В.Т., Рашич А.В. Демодулятор sefdm-сигналов на основе М-ВСJR алгоритма // 20-я международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение" DSPA-2018. М.: Изд-во ИД Манускрипт. С. 319-324.
 [10] Гельгор А.Л., Горлов А.И., Нгуен В.Ф. Повышение спектральной и энергетической эффективности сигналов sefdm путем использования оптимальных импульсов в качестве формы спектров поднесущих // Радиотехника. М.: Изд-во Радиотехника. 2018. С. 49-56.
 [11] Рашич А.В., Горбунов С.В., Урванцев А.С. Помехоустойчивость приема sefdm-сигналов в канале с частотно-селективными рэлеевскими замираниями // Радиотехника. М.: Изд-во Радиотехника. 2018. С. 57-62.
 [12] Рашич А.В., Урванцев А.С. Формирование и прием сигналов с неортогональным частотным уплотнением и гладкими огибающими // DSPA: вопросы применения цифровой обработки сигналов. М.: Изд-во РНТОРЭС им. А.С. Попова. 2018. Т. 8, № 2. С. 156-161.
 [13] Завьялов С.В., Макаров С.Б., Волвенко С.В., Дун Гэ, Положинцев Б.И. Оценка энергетической эффективности приема многочастотных оптимальных sefdm-сигналов с пониженным значением пик-фактора // Радиотехника. М.: Изд-во Радиотехника. 2018. С. 31-41.
 [14] Смирнова Е.Н., Завьялов С.В. Алгоритм формирования и приёма sefdm-сигналов на основе блоков бпф/обпф для sdr-платформы // 20-я международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение" DSPA-2018. М.: Изд-во ИД Манускрипт. С. 193-199.
 [15] Kisilitsyn, A.B., Rashich, A.V., Tan, N.N. Generation of SEFDM-signals using FFT/IFFT (2014) Lecture Notes in Computer Science (including subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics), 8638 LNCS, pp. 488-501.
 [16] Соломицкий Д.Н., Михайлов А.С., Васильев Д.С., Казюк А.Е., Завьялов С.В., Волвенко С.В., Удодов А.Н. Программный комплекс трёхмерного моделирования многолучевого распространения сигналов систем связи // 20-я международная конференция "Цифровая обработка сигналов и её применение" DSPA-2018. М.: Изд-во ИД Манускрипт. С. 187-192.

Секция 4. «Системы передачи информации»

Эмпирическая оценка статистических характеристик задержки в сети широкополосного радиодоступа McWill

Д. Ю. Черников¹, В. Н. Войцеховский²

Сибирский федеральный университет

¹dchernikov@sfu-kras.ru, ²vvoytsekhovskiy@sfu-kras.ru

Abstract. The technology of receiving empirical estimates of statistical delay characteristics of data packets in network of a broadband radio access is offered. Influence of separate characteristics on quality of provision of services on data transmission is considered and analyzed. Results of use of the offered technology for the network of a broadband radio access McWill working in the frequency range of 340 MHz and unrolled in the territory of Krasnoyarsk and the next suburbs are brought and are discussed

Keywords: statistical characteristics of a delay of packages of data; network of a broadband radio access; services in data transmission

I. УСЛОВИЯ ПРОВЕДЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ

Многokrатно использованная и ранее подробно описанная [1–3] схема проведения измерений различных параметров сигналов и сообщений (рис. 1) в сети профессиональной радиосвязи (ПР) позволяет не только сформировать и накопить выборку результатов измерений необходимых размеров, но и произвести ее последующую статистическую обработку с целью формирования эмпирических оценок информационных параметров, в конечном итоге во многом характеризующих качество услуг, предоставляемых сетью ПР.

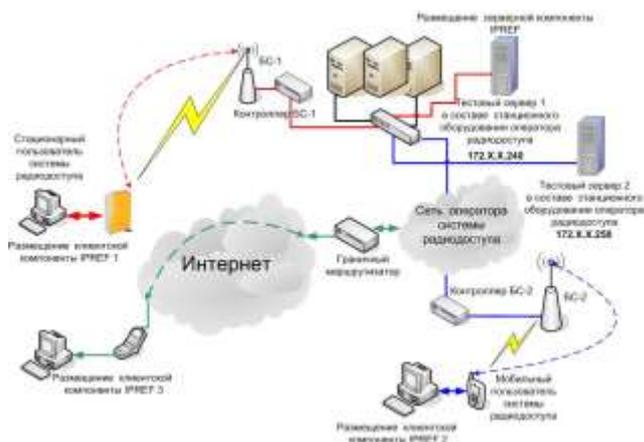


Рис. 1. Схема проведения измерений задержки в сети профессиональной радиосвязи

В соответствии с представленной схемой, специфика проводимых измерений задержки целиком и полностью определяется видом прикладного программного обеспечения (ПО), используемого в составе ПО управляющих компьютеров (рис. 1). При проведении измерительных экспериментов, результаты которых нашли описание в данной работе, в качестве основного информационного параметра использовалась величина задержки пакетов в сети ПР – τ , а в роли абонентского оборудования выступал стационарный абонентский терминал ПР McWill – СРЕ368W [4].

Использование данной схемы для получения эмпирических оценок числовых характеристик задержки при передаче данных в сети ПР McWill позволяет в значительной степени автоматизировать процесс получения и предварительной обработки накопленных выборок. Формируемая выборка измеренных значений задержки накапливается на управляющем компьютере (рис. 1) в виде текстового файла. Собственно измерение величин задержек в сети ПР и запись результатов в текстовый файл осуществляется за счет использования команды вида:

```
ping -f -l <размер пакета> -t <адрес хоста> >
<имя файла>.txt, (1)
```

где использование ключа -f запрещает осуществлять фрагментирование тестовых пакетов, а ключа -t позволяет получить выборку измеренных значений задержки практически произвольной длины.

Желание произвести варьирование таким параметром как величина тестового пакета (задается в составе ключа -l) при условии неизменности состояния сети ПР, приводит к необходимости проведения одновременных измерений, которые могут быть выполнены, например, за счет объединения команд вида (1) в состав командного файла (*.bat). Синтаксис написания таких команд мог бы иметь следующий вид:

```
@start /realtime ping -l <размер пакета> -t <адрес хоста>
>> <имя файла>.txt, (2)
```

где использование ключа /realtime должно обеспечить выполнение команд в реальном масштабе времени. Запуск на выполнение подобного командного файла позволил бы наряду с выполнением условий одновременности проведения измерений задержек (временной интервал между выполнением отдельных команд, входящих в состав командного файла, будет много меньше как интервала опраки тестовых пакетов (по умолчанию 1 сек) так и средней задержки пакета в сети ПР (порядка 100–500 мсек). Перенаправление результирующего потока в текстовые файлы в этом случае удастся организовать за счет использования в составе (2) последовательности символов >>. Однако, как показано в [3], использование подобного подхода на практике, приводит к возникновению сильного взаимовлияния между алгоритмами обработки пакетов в сети ПР и следовательно существенному искажению оценок значений задержек для пакетов различной величины. Причем взаимовлияние усиливается с увеличением количества одновременно выполняемых измерений. В конечном итоге от одновременных измерений пришлось отказаться и проводить их последовательно для каждой величины тестового пакета, считая условия обработки пакетов в сети ПР неизменными.

Условия проведения измерительного эксперимента, таким образом, вынуждают обратиться к формированию выборок фиксированной длины. В этой ситуации необходимо отказаться от использования в (1) ключа -t и формировать выборку значений задержки, фиксированного

размера которой определяется параметром ключа -n, сохранив при этом представление последовательности команд на выполнение измерений задержки для пакетов различной величины в виде командного файла. С учетом необходимости организации передачи в упомянутый командный файл параметров: размера формируемой выборки – n, соответствующий аргументу %1 и отличительного признака места проведения измерений – pr соответствующий аргументу %2, фрагмент подобного файла может выглядеть сл. образом:

```
ping -n %1 -l <адрес хоста> >>
%2_32_%date%.txt
ping -n %1 -l <адрес хоста> >>
%2_64_%date%.txt
ping -n %1 -l <адрес хоста> >>
%2_128_%date%.txt (3)
```

где параметры %1, %2 и %date% – позволяют определить число отсчетов в формируемой выборке, также включить отличительный признак и дату проведения измерений в имена формируемых текстовых файлов результатов измерений. Вызов командного файла, содержащего (3), может осуществляться, например, командой вида:

```
'имя командного файла' n krsn_07,
```

где n и krsn07 – параметры, передаваемые в командный файл, определяющие число отсчетов задержки в формируемых выборках и служащий примером написания отличительного признака места проведения измерений, соответственно.

Таким образом, в результате запуска подготовленного в соответствии с описанными принципами командного файла формировалась совокупность уже текстовых файлов, содержащих результаты измерений, в которых размер тестового пакета варьировался в интервале от 32 до 1400 байт, что соответствует размерам тестовых пакетов от принятого по-умолчанию в команде ping, до величины Ethernet пакета, используемого при организации проводных сетей передачи данных. Для выборки, в которой n=5000, время формирования каждого файла результатов составляет порядка 1ч 20 мин., при этом размер каждого файла оказывается равным примерно 280-290 кбайт.

Заключительным этапом предварительной обработки полученных результатов являлось выделение из текстовых файлов собственно измеренных величин задержки и формирование единого файла результатов измерений, пригодного для чтения средствами ПО Microsoft Excel [5].

II. ОБРАБОТКА НАКОПЛЕННЫХ ВЫБОРК.

Сформированные таким образом совокупности выборок значений задержки пакетов, позволяют получить эмпирические оценки традиционных, наиболее информативных с практической точки зрения числовых характеристик, таких как среднее значение задержки – \bar{t} [6]:

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ОБРАБОТКИ ИЗМЕРЕНИЙ

Графическое представление полученных результатов измерительных экспериментов представлено на нижеследующих рисунках.

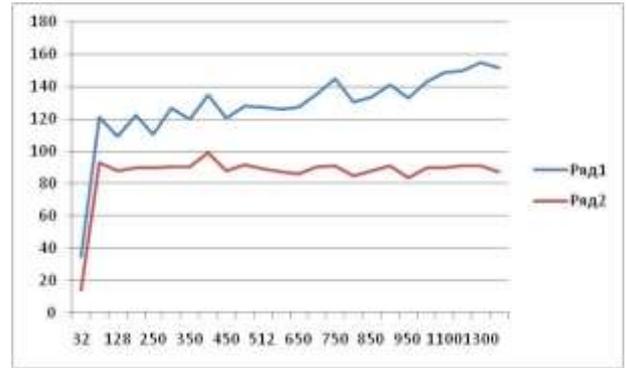


Рис. 2. Числовые характеристики задержки пакетов в сети ПР

На представленном рисунке Ряд 1 – величины мат. ожиданий задержки пакетов, Ряд 2 – величины среднеквадратических отклонений задержки. По горизонтальной оси отложен размер пакета в байтах.

Зависимость вариации задержки от размеров используемого пакета представлена на рис. 3.

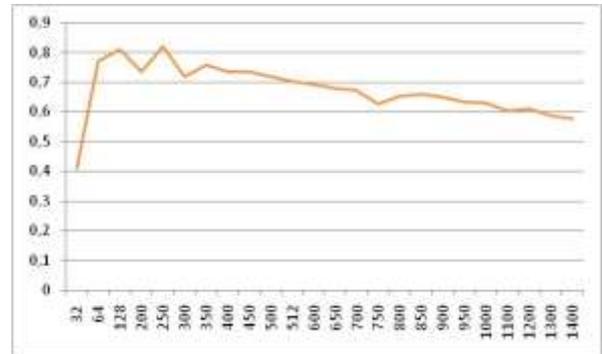


Рис. 3. Зависимость величины вариации задержки

Зависимость осцилляции от размеров используемого пакета приведена на рис. 4.

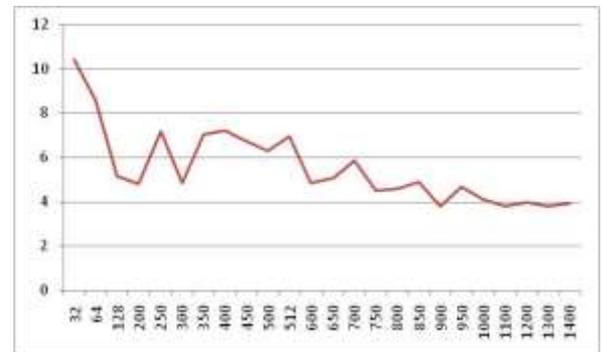


Рис. 4. Зависимость коэффициента осцилляции задержки от размеров используемого пакета данных

$$\bar{\tau} = 1/n \sum_{i=1}^n \tau_i,$$

где τ_i – i -ое значение задержки внутри выборки, n – длина выборки, наиболее полно характеризующие величину задержки пакета в сети ПР. Среднеквадратическое отклонение задержки – δ_τ [6]:

$$\delta_\tau = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\tau_i - \bar{\tau})^2}{n}},$$

определяющее величину среднего отклонения от $\bar{\tau}$ (средний «джиттер»), также относящуюся к контролируемым показателям качества используемой технологии передачи данных.

Рассмотренные числовые характеристики описывают качество предоставления услуг передачи данных в сети ПР, безусловно информативны, но имеют привязку к абсолютной величине задержки, что не позволяет получить образное представление о изменении величины задержки в анализируемых выборках. Для получения относительной меры разброса полученных данных можно использовать величину коэффициента вариации – V_τ , который рассчитывается путем деления среднеквадратичного отклонения – δ_τ на среднее значение задержки – $\bar{\tau}$. Выражение для V_τ имеет вид:

$$V_\tau = \frac{\delta_\tau}{\bar{\tau}}.$$

Коэффициент вариации, в отличие от других показателей разброса значений, используется как самостоятельный и весьма информативный индикатор вариации данных. В статистике принято считать, что если коэффициент вариации менее 33%, то анализируемая совокупность данных является однородной, если более 33%, то – неоднородной [6]. Эта информация может быть полезна для предварительного описания данных и определения возможностей проведения дальнейшего анализа. Кроме того, коэффициент вариации, измеряемый в процентах, позволяет сравнивать степень разброса различных данных независимо от их масштаба.

Еще один показатель разброса данных, оценка которого была произведена в ходе описываемых измерительных экспериментов – коэффициент осцилляции η_τ . Это отношение диапазона изменения задержки (разницы между максимальным τ_{max} и минимальным τ_{min} значениями задержки) к величине среднего значения задержки $\bar{\tau}$. Таким образом, выражение имеет вид:

$$\eta_\tau = \frac{(\tau_{max} - \tau_{min})}{\bar{\tau}}.$$

Коэффициент осцилляции показывает степень размаха вариации относительно среднего значения $\bar{\tau}$, что также можно использовать для сравнения различных наборов данных.

IV. ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Определенные особенности полученных результатов состоят в том, что описанные измерения производились в условиях практического отсутствия абонентской нагрузки, что позволило получить представления о потенциальных возможностях работы сети ПР по предоставлению услуг передачи данных.

С учетом заявленных для сети ПР McWill достаточно широкого списка мультисервисных услуг, в число которых наряду с традиционными услугами по передаче голосовых сообщений и различных вариантов организации связи, ориентированных на передачу данных, входят услуги и по передаче видео, необходимыми становятся ее транспортные характеристики. В этой связи полученные оценки величин задержки, а также их дрейфа позволяют оценить в частности реальную зону радиопокрытия сети для представления таких услуг.

Несомненным результатом проведенных измерений является тот факт, что короткие пакеты распространяются в сети ПР McWill с минимальными задержками, однако их реальное использование для передачи данных достаточно проблематично.

Резюмируя полученные результаты можно говорить и о том, что при увеличении размеров используемых пакетов наблюдается достаточно существенный рост задержки. В тоже время при размерах пакетов близких к 1400 байт, т.е.

значениях реально используемых при построении, например, локальных сетей, несмотря на максимальную величину задержки, ее осцилляция оказывается минимальной.

Кроме этого полученные характеристики могут быть использованы в качестве параметров для работы систем мониторинга.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Синиборов И.Ю., Туров А.В., Черников Д.Ю., Практика измерений скорости передачи данных для мультисервисных систем служебной радиосвязи. Системы связи и радионавигации : сб. тезисов / науч. ред. В.Ф. Шабанов; отв. за вып. Г.П. Лопардина. Красноярск: АО «НПП «Радиосвязь», 2018. с. 71.
- [2] Стукалов Р.В., Черников Д.Ю., Тарбазанов К.В. Визуализация измерений качества радиопокрытия в зонах обслуживания абонентов широкополосного радиодоступа // Фундаментальные основы, теория, методы и средства измерений, контроля и диагностики: Матер. 19-ой Меж. научн-прак. конф., Новочеркасск, 2018. с. 174.
- [3] Липовка М.А., Черников Д.Ю. Сравнительный анализ величин задержки при передаче данных в сети широкополосного радиодоступа McWill. Научно-технический прогресс: актуальные и перспективные направления будущего: сборник материалов IX Международной научно-практической конференции (28 ноября 2018 г.), Том II – Кемерово: ЗапСибНЦ, 2018. 431 с., стр.101
- [4] <http://www.comminform.ru/cat/cat/xinwei-cpe-368w>
- [5] Холи Р., Холи Д. Excel. Трюки. СПб.: Питер; 2005. 287 с.
- [6] Венцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей . М. Наука., 1969 г, 368 с.

Алгоритм управления энергетическим ресурсом декаметровая радиолинии, использующей многоканальные модемы, за счет адаптивного отключения поднесущих

А. Г. Чернышов, К. Н. Каленский

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого

Широкое использование в современных частотно-адаптивных радиолиниях многоканальных модемов вызывает необходимость разработки алгоритмов управления ресурсами таких радиолиний. Одним из основных ресурсов радиолинии является ее энергетический ресурс.

I. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим OFDM-систему радиосвязи, в которой для передачи информации могут использоваться N поднесущих. Предполагается, что OFDM-система

радиосвязи функционирует в квазистационарном частотно-селективном канале. Среднее значение вероятности ошибки в системе радиосвязи с OFDM-сигналами определяется выражением [1]:

$$\bar{p} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N p_{ош i} \quad (1)$$

Рассмотрим случай передачи дискретных сообщений в субканалах с использованием QPSK. В этом случае вероятность ошибочного приема в i -м субканале определяется:

$$P_{Oш i} = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{\sigma_{ш i}}}\right) \quad (2)$$

где $Q(x)$ – гауссов интеграл ошибок, $\sigma_{ш}$ – спектральная плотность мощности шума.

При оценке производительности системы связи наибольший интерес представляет такой параметр, как отношение сигнал/шум SNR . SNR определяет возможность обнаружения сигнала при шуме с заданной вероятностью ошибки. (1)

$$SNR = \frac{E_b}{\sigma_{ш}} R = \frac{P_i}{\sigma_{ш}}, \quad (3)$$

где R – скорость передачи битов.

И тогда выражение для вероятности ошибочного приема примет вид:

$$P_{Oш i} = Q\left(\sqrt{\frac{2P_i}{\sigma_{ш i} R}}\right) \quad (4)$$

Итак, среднее значение вероятности ошибки в N -канальной OFDM-системе представляется в виде:

$$\bar{p} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\sqrt{\frac{2P_i}{\sigma_{ш i} R}}\right) \quad (5)$$

В существующих системах OFDM мощность излучения передатчика делится между всеми субканалами, что не является оптимальным, поскольку, на некоторых поднесущих значение вероятности ошибки велико, что приводит к увеличению среднего значения вероятности ошибки системы.

Необходимо найти оптимальный набор активных поднесущих, при котором:

$$\bar{p} \leq p_{mp} \quad (6)$$

Задача формулируется следующим образом: требуется найти набор поднесущих $N = \{N_1, N_2, \dots, N_{\max}\}$, при котором:

$$\bar{p} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\sqrt{\frac{2P_i}{\sigma_{ш i} R}}\right) = f\left(\frac{1}{N_i}\right) \rightarrow \min_{\{N_i\}} \quad (7)$$

при следующих ограничениях:

$$N_A \geq 0.5N_{общ} \quad (8)$$

II. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Выбор числа активных поднесущих осуществляется на основе знания статистических свойств канала связи. А также требований, предъявляемых к системе связи.

Для решения задачи разработан алгоритм:

Шаг 1. При заданных исходных данных рассчитать среднее значение вероятности ошибки. Расположить поднесущие в порядке уменьшения значения $\sigma_{ш}$

$$\bar{p} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N Q\left(\sqrt{\frac{2P_i}{\sigma_{ш i} R}}\right),$$

$$\sigma_{ш} = \{\sigma_{ш \max}, \dots, \sigma_{ш \min}\}.$$

Шаг 2. Проверить выполнение условия $\bar{p} \leq p_{mp}$ если условие выполняется сделать вывод, что данный набор поднесущих пригоден для обеспечения связи с заданной вероятностью ошибки, в противном случае перейти в *Шаг 3.*

Шаг 3. Произвести отключение блока поднесущих L с наибольшими значениями $\sigma_{ш}$.

Шаг 4. Проверить выполнение условия $N_A \geq 0.5N_{общ}$. Если условие выполняется произвести расчет \bar{p} для нового набора активных поднесущих и повторить *Шаг 2.*

Шаг 5. Если условие *Шага 4* не выполняется перейти на другие частоты.

В настоящей работе рассмотрена задача адаптивного отключения поднесущих в OFDM-системе радиосвязи, функционирующей в частотно-селективном канале. Показано, что при наличии информации о состоянии текущей реализации частотно-селективного канала можно повысить помехоустойчивость передачи данных, за счет отключения части поднесущих на передатчике. Предложен оригинальный алгоритм, который обеспечивает заметное повышение помехоустойчивости системы. Повышение эффективности использования энергетического ресурса достигается тем, что мощность передатчика не распределяется на те субканалы, сигнално-шумовая обстановка которых не дает возможности передавать информацию с требуемой вероятностью ошибки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Скляр Б. Цифровая связь. Теоритические основы и практическое применение.

Структурный анализ преобразования типа «подстановка»

В. Д. Гнуда, В. Т. Карасев, Р. Ж. Тополян
ВКА имени А.Ф. Можайского
vka.mil.ru

Abstract. The article discusses an approach to the study of typical structures of block encryption algorithms on the example of the DES cipher in the absence of the source code of the program that implements the encryption algorithm. The codes of executable files obtained by compilers of two programming environments Dev C++ and Visual Studio are analyzed with the use of disassembler. The characteristic features of the codes, installed the similarities and differences in the mnemonics of the commands, codes. It is shown that the obtained results can serve as informative signs for detecting the fact of using the "substitution" type conversion in the executable codes that implement the DES encryption algorithm.

Keywords: encryption algorithm; a transformation of type "substitution"; disassembly

Целью работы является анализ программного кода, реализующего преобразование типа «подстановка» в дизассемблированном коде (на примере шифра DES) при использовании двух сред программирования Dev C++ и Visual Studio, для выявления информативных признаков криптографического преобразования.

Структурная схема эксперимента, проводимого для исследования типовых структур блочных алгоритмов шифрования, на примере алгоритма DES представлена на рис. 1.

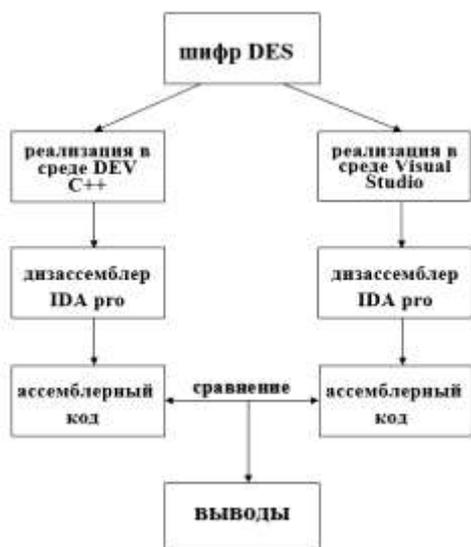


Рис. 1. Структурная схема эксперимента

Этапы выполнения эксперимента:

- анализ структуры шифра DES [1, 2];
- реализация шифра DES на языке C++ в двух средах программирования: Dev C++ и Visual Studio [1];
- дизассемблирование исполняемых файлов, реализующих криптографическое преобразование;
- анализ полученного дизассемблированного кода.

В эксперименте использовалась ЭВМ с типом процессора Intel Pentium и операционной системой Windows 10.

В ходе анализа дизассемблированного кода исследовались следующие характеристики:

- типы команд ассемблера, используемые процессором;
- назначение и параметры команд процессора [3];
- частота использования команд в дизассемблированном коде.

Результаты исследования представлены на рис. 2.

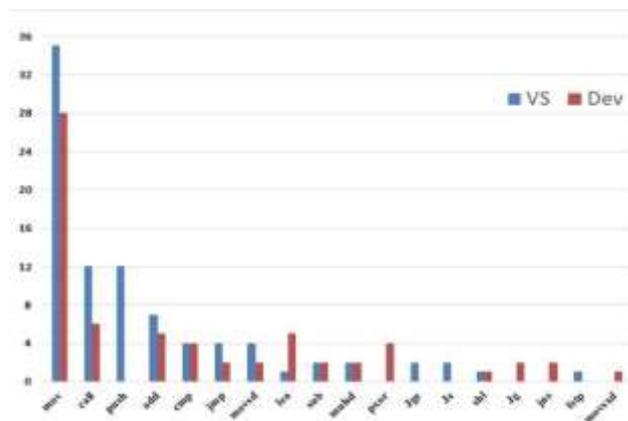


Рис. 2. Частота встречаемости команд в дизассемблированном коде при использовании компиляторов Visual Studio и Dev C++

Анализ полученных в ходе исследования результатов показал, что наибольшей частотой использования характеризуются команда передачи данных (mov, movsd), арифметическая команда (add), команды передачи

управления (call, cmp, jmp) и команда передачи адреса (lea). Вместе с тем, такие команды как push, jge, je, fstp встречаются только в дизассемблированном коде при использовании компилятора Visual Studio, а команды rxor, jg, jns, movsxd – при использовании компилятора Dev C++. Это подтверждает тот факт, что при одинаковом типе процессора ЭВМ, операционной системе и исходном коде программы, но с использованием разных сред программирования дизассемблированный код исполняемого файла программы имеет свои индивидуальные особенности, обусловленные различием компиляторов.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования показывают, что независимо от типа компилятора в дизассемблированном исполняемом коде, реализующем преобразование типа «подстановка» в алгоритме блочного шифрования DES, есть команды,

которые характерны для двух типов компиляторов (mov, call, add, cmp, jmp, movsd, lea, sub, mulsd), вместе с тем есть команды, которые характерны только для одного типа компилятора (Visual Studio: push, jge, je, fstp; Dev C++: rxor, jg, jns, movsxd). Указанные сходства/различия команд процессора могут быть использованы для обнаружения, различения и классификации блочных алгоритмов шифрования по выявленным признакам.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шнайер Б. Прикладная криптография. 2-е изд. М.: Издательский дом «Вильямс», 2016. 1024 с.
- [2] Панасенко С.П. Алгоритмы шифрования. Специальный справочник. СПб.: БХВ-Петербург, 2009. 576 с.
- [3] Ирвин К. Язык ассемблера для процессоров Intel. 4-е изд. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. 912 с.

Метод идентификации абонентских терминалов информационно-телекоммуникационных сетей в условиях априорной неопределенности относительно адресно-коммутационной информации

В. Е. Бессольцев

Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского
v.bessoltsev@gmail.com

Аннотация. Рассмотрен метод идентификации абонентских терминалов информационно-телекоммуникационных сетей, основанный на модели формирования изображений, выводимых современными веб-обозревателями.

Ключевые слова: *web browser; subscriber terminal; information and telecommunication network*

Стремительное развитие современных информационно-коммуникационных сетей неизбежно влечет за собой создание и модернизацию существующих стандартов и протоколов передачи, и представления данных. Так, несколько лет назад было анонсировано и практически всеми веб-обозревателями оперативно осуществлена поддержка стандарта HTML5. В настоящее время разработчики активно используют возможности этого стандарта для улучшения уровня поддержки мультимедиа-технологий.

Самым важным новым инструментом для расширенных приложений HTML5 [1] является поверхность для рисования – Canvas, на которой при помощи кода на JavaScript происходит отрисовка графического изображения. При использовании Canvas с сервера загружается не картинка, а набор точек (или алгоритм прорисовки), по которым веб-обозреватель прорисовывает картинку.

Таким образом, Canvas, является средством программирования, которое позволяет рисовать как простейшие графические примитивы - линии, фигуры, текст, так и создавать различные эффекты мультимедиа, такие как игры, картографические инструменты и динамические графики, музыкально-световые представления и эмуляторы физических процессов.

Отрисовка изображений в Canvas возможна при наличии в веб-обозревателе поддержки WebGL – кроссплатформенного API для работы с графикой в веб-

обозревателе. То есть, WebGL – это программный интерфейс для доступа к графическому оборудованию в рамках веб-обозревателя, причём без установки каких-либо дополнительных расширений. Основанный на OpenGL, он позволяет программисту определить объекты и операции для создания высококачественных графических изображений, в частности цветных изображений трёхмерных объектов.

Рассмотрим модель формирования изображений в веб-обозревателях абонентских терминалов современных информационно-телекоммуникационных сетей (рис. 1).

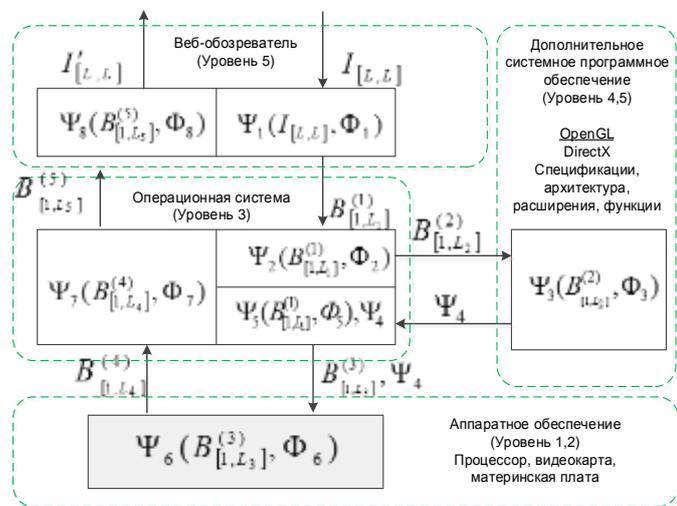


Рис. 1. Модель программно-аппаратной системы обработки графических изображений абонентского терминала ИКС

При передаче запроса на сервер в веб-обозревателе поступают данные [2] совместно с кодом на отрисовку изображения $I_{[L,L]}$ в Canvas (рисунок 2).

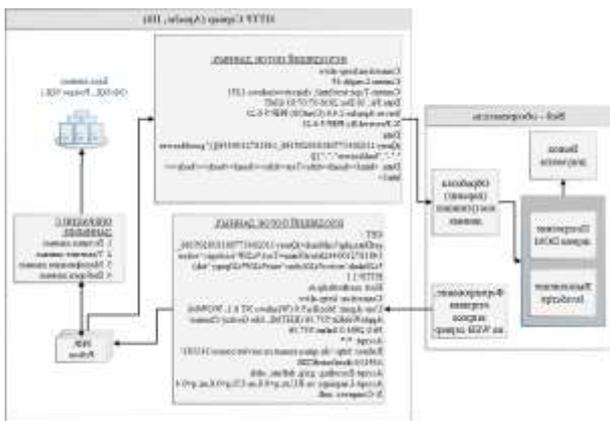


Рис. 2. Схема взаимодействия веб-обозревателя абонентского терминала с веб-сервером

В веб-обозревателе происходят преобразования полученных данных для передачи на следующий уровень обработки, при этом учитываются параметры Φ_1 , которые зависят от конкретной реализации веб-обозревателя (движок веб-обозревателя).

В любой компьютерной системе взаимодействия прикладных программ с аппаратным обеспечением реализуется при помощи операционной системы.

Веб-обозреватель с целью получения вычислительных ресурсов для обработки полученного изображения $I_{[L,L]}$, которое представлено исходным кодом шейдера, создает запрос к операционной системе. Запрос содержит обработанные веб-обозревателем данные и последовательность команд для процессора $B_{[1,L_4]}^{(1)}$. Операционная система преобразовывает поступившие данные и команды и формирует процедуры взаимодействия с дополнительным системным программным обеспечением $\Psi_2(B_{[1,L_4]}^{(1)}, \Phi_2)$, при этом учитываются функционал и параметры операционной системы Φ_2 . Сформированная последовательность, включающая набор необходимых действий над изображением, и преобразованные данные изображения $B_{[1,L_2]}^{(2)}$ поступают на следующий уровень обработки.

Дополнительное системное программное обеспечения предназначенное для работы с изображениями представлено спецификациями OpenGL и DirectX [3], определяющими независимый от языка программирования программный интерфейс для написания приложений, использующих двумерную и трёхмерную компьютерную графику. Производители оборудования на основе этих спецификаций создают реализации — библиотеки функций, соответствующих набору функций спецификации.

На уровне 4,5 производится выработка инструкций для аппаратного оборудования $\Psi_3(B_{[1,L_2]}^{(2)}, \Phi_3)$, а именно определяется алгоритм вычислительных операций для получения из исходного кода шейдера последовательности данных для отрисовки графического изображения. При этом на итоговый алгоритм Ψ_4 влияют особенности реализации спецификаций конкретными производителями Φ_3 .

Операционная система на основании Ψ_4 формирует последовательность команд Φ_5 для аппаратного оборудования и определяет порядок взаимодействие дополнительного системного программного обеспечения с видеокартой $\Psi_5(B_{[1,L_4]}^{(1)}, \Phi_5), \Psi_4$ [4].

Множество возможных реализаций аппаратной части абонентского терминала и отсутствие строгой стандартизации технологического процесса их производства и использования комплектующих деталей порождает множество параметров Φ_6 которые влияют на параметры формируемого графического изображения. При этом производитель может применять фирменные алгоритмы обработки Ψ_6 поступающих данных $B_{[1,L_3]}^{(3)}$, но при этом должны учитываться правила обработки Ψ_4 сформированные на вышележащих уровнях.

После вычислительных операций $\Psi_6(B_{[1,L_3]}^{(3)}, \Phi_6)$ обработанные данные $B_{[1,L_4]}^{(4)}$ передаются операционной системе, которая выполнив соответствующие преобразования $\Psi_7(B_{[1,L_4]}^{(4)}, \Phi_7)$ передает их приложению выполнившему запрос, то есть, веб-обозревателю. Веб-обозреватель, в свою очередь, выводит в Canvas итоговое графическое изображение.

Таким образом, современный абонентский терминал информационно-коммуникационных сетей представляет собой сложную многоуровневую систему, которая в результате обработки поступающего изображения производит поэтапные процедуры преобразования данных. При этом, на каждом этапе происходит внесение некоторых изменений, обусловленных программно-аппаратной реализацией конкретного абонентского терминала. Множество возможных реализаций в совокупности с многоступенчатостью преобразований [5] позволяет сделать вывод об уникальности системы формирования изображений

абонентского терминала современных информационно-телекоммуникационных сетей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Основы HTML5 – URL: <https://www.ibm.com/developerworks/ru/library/wa-html5fundamentals/index.html> (дата обращения: 14.01.2019).
- [2] Идентификация абонентов анонимных компьютерных сетей посредством выявления уникальных параметров веб-обозревателя / К.В. Сазонов и др. // Труды Военно-космической академии имени А.Ф. Можайского. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2018. Вып. 665. С. 99–111.
- [3] Кулаков В.Г. Программирование на аппаратном уровне: специальный справочник, 2003. 847с.
- [4] Алгоритмы антиальясинга в реальном времени – URL: <https://habr.com/ru/post/343876/> (дата обращения: 12.01.2019).
- [5] Вероятностные алгоритмы. – URL: <http://datareview.info/article/veroyatnostnyie-algoritmyiveroyatno-eto-rabotaet-chast-2> (дата обращения: 24.12.2018).

Измерение времени задержки прихода сигнала с объекта на разнесённые в пространстве наземные станции

А. А. Бянкин¹, С. А. Бетин², А. И. Рыльков³
 Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского
¹aab51@mail.ru, ²telemetry@ya.ru, ³rexton_06@mail.ru

Abstract. The article deals with the problem of measuring the delay time of the signal arrival from the object to the spaced ground stations in order to form a generalized array of telemetry data.

Keywords: flight design tests; information telemetry support; single carrier; generalized array; delay time; telemetry

I. ВВЕДЕНИЕ

Уровень развития теории и практики информационно-телеметрического обеспечения во многом определяется степенью удовлетворения к нему требований, обусловленных изменяющимися во времени задачами испытаний. Вышеупомянутая степень удовлетворения требований в значительной мере зависит от исходов испытаний. При успешных исходах нереализованные возможности информационно-телеметрического обеспечения (ИТО), связанные с выбором результативных технических решений, касающихся испытуемых или перспективных изделий неочевидны.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Основные противоречия существующего ИТО связаны прежде всего с чрезмерной избыточностью данных телеизмерений, создаваемой с целью улучшения качества данных результатов обработки телеметрической информации. Значительные силы и средства отвлекаются на переработку и передачу по широкополосным каналам связи избыточных данных. Однако потери ТМИ из-за ошибок в выборе диапазона телеметрируемых параметров, из-за недостаточной частоты опроса датчиков, из-за помех в каналах «Борт-земля» существенны, особенно при аномальном функционировании бортовых систем. Приходится констатировать, что существующая отечественная телеметрия является телеметрией нормального пуска, в то время как наиболее острая потребность в телеметрической информации (ТМИ) появляется в случае нештатных и аварийных ситуаций. Другими словами, создаваемая в настоящее время избыточность крайне нерациональна и неадекватна факторам различной физической природы, искажающим ТМИ. Из-за низкого качества ТМИ не только существенно

ухудшается качество анализа при проведении ЛКИ, но и сдерживается развитие ИТО. Например, в основном низкое качество принятой ТМИ не позволило решить задачу оперативного получения летно-технических характеристик объекта. В связи с этим необходимо разработать методику формирования обобщенного массива данных телеизмерений.

III. РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Проблема компенсации факторов, влияющих на качество ТМИ при аномальных ситуациях решается использованием методов разнесенного приёма. Разнесение осуществляется в пространстве (прием на различные антенны, в том числе и на различных измерительных пунктах), по частоте, по времени (с использованием бортовых запоминающих устройств) и по поляризации. Практика убеждает в том, что, несмотря на имеющиеся статистические сведения о качестве приёма каждой из задействуемых приёмно-регистрирующих станций (ПРС), определение априори лучшей из них является выбор наугад [1]. Более того, чаще всего задействованные ПРС дополняют друг друга. В связи с этим была разработана методика, при использовании которой возможно оценить качество информации по объективным признакам [2].

При этом возникают требования к системе синхронизации принятых ТМИ потоков. При разнесении сигнала на приёмном пункте из принятых n -потоков формируется обобщенный массив данных телеизмерений. Из всех потоков выбираются наиболее качественные участки и вставляются в единый носитель. Качество информации оценивается по служебной информации, как отношение правильно-принятой информации к общему количеству, переданному в канал.

В настоящее время блоком для оценки качества является информация одного цикла, объёмом около 50000 бит. В данном случае возможно искажение данных, что приводит к потере до 800000 бит. Предельно достижимым блоком для оценки качества информации является бит. Необходимо разработка метода синхронизации информации, которая позволит оценить качество данных до бита.

При проведении испытаний принятую информацию с разных станций возможно засинхронизировать на основе информации о положении объекта. Зная положение объекта и расстояние до него необходимо вычислить время, через которое переданный сигнал достигнет приёмной станции. $t = \frac{R}{c}$ На разные станции сигнал поступит в разное время в связи с разностью расстояния до объекта. Процесс вычисления задержки представлен на рис. 1. Таким образом на приёмном пункте имеется n -потоков с разными задержками начала информационного потока. Вычислив время задержки в приходе на разные станции необходимо сдвинуть все блоки на время задержки и ввести относительное время t_0 . Разместив блоки данных в одном временном интервале возможно оценить достоверность потоков друг относительно друга.

При этом погрешность измерения задержки определяется по формуле $\delta\tau = \frac{1}{2} \tau_u$.

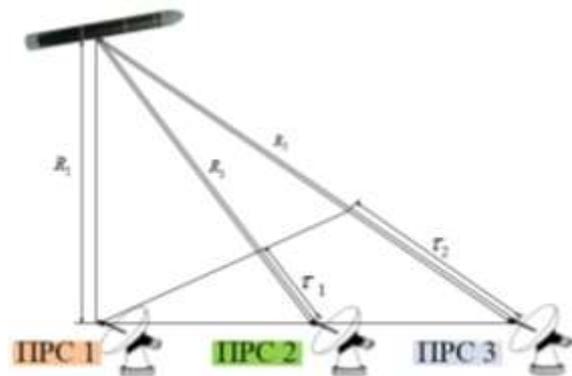


Рис. 1. Вычисление времени задержки

Для оценки правильности побитного расположения потоков необходимо проанализировать служебную информацию. Дальнейший анализ качества данных производится на основе мажоритарной обработки с помощью весовых коэффициентов. Процесс мажоритарной обработки представлен на рис. 2.

В результате мажоритарной оценки информации формируется ОМДТ. Данный способ формирования ОМДТ позволяет более детально проанализировать качество принятой информации. В результате моделирования данного способа формирования ОМДТ было зафиксировано увеличение полноты контроля результатов телеизмерений на 15–20%.

Данный способ имеет особенность при определении задержки времени прихода. Существующие погрешности при определении границ кадра ТМИ не всегда позволяют точно сопоставить информации побитно. В данном случае оценка ТМИ будет производиться не побитно, а по словно. В случае же наибольшего искажения по фразам или по группам. Предельно достижимой же единицей оценки качества является бит информации. В этих целях возможно использовать особенности взаимнокорреляционной функции.

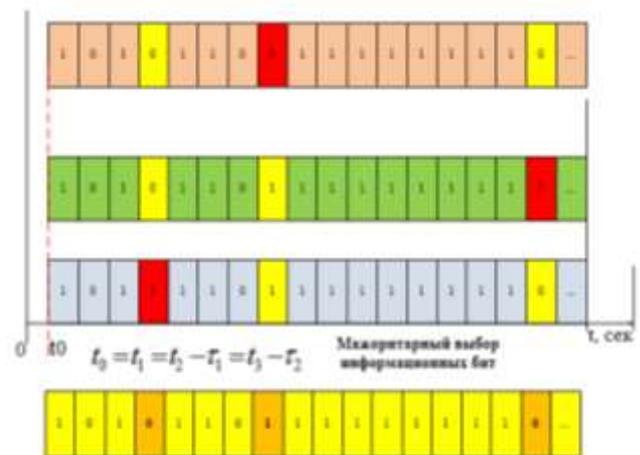


Рис. 2. Мажоритарная обработка

В дальнейшем необходимо рассмотреть возможность синхронизации различных потоков информации при вычислении взаимнокорреляционной функции.

IV. ВЫВОДЫ

В работе проанализированы существующие проблемы формирования обобщенного массива данных телеизмерений. Предложен способ оценки информации с помощью вычисления времени задержки прихода сигнала на разнесённые в пространстве станции и дальнейшая мажоритарная обработка для оценки качества информации.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаем отдельную благодарность Лоскутову Андрею Ивановичу за творческий вклад в развитие исследуемого направления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Воронцов В.Л. Методы разнесённого приёма телеметрической информации и условия их применения в процессе развития телеметрического комплекса космодрома. Набережные Челны: Издательство Камская государственной инженерно-экономической академии, 2009. 284 с.
- [2] Коган Б.Я. Электронные моделирующие устройства и их применение для исследования систем автоматического регулирования. М.: Государственное издательство физико-математической литературы, 1963. 512 с.
- [3] Необходимость обеспечения требуемого уровня конфиденциальности информационных ресурсов при испытании сложных автоматизированных информационно-управляющих систем военного и двойного назначения / С.А. Бетин, М.Л. Белокопытов, С.В. Морозов и А.С. Харитонов. // Современные тенденции развития науки и технологий: сборник трудов XXI Международной заочной научно-практической конференции., Белгород, 30 дек. 2016 / Агентство перспективных научных исследований. Белгород, 2016. С. 12-19.

Аналитическая модель системы передачи видеоданных с космических аппаратов дистанционного зондирования Земли

А. А. Левашко

ФГБВОУ ВО «Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
levoshko.aleksan@bk.ru

Abstract. The article presents a formalized description of the process of transmitting video data from Earth remote sensing spacecraft. Formulated the requirements for the parameters of the compression algorithms and formation of signal-code constructions that ensure reliable and efficient transmission of large arrays of video data.

Keywords: *compression; remote sensing; spacecraft; signal-code constructions*

I. ВВЕДЕНИЕ

Современные космические системы дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), характеризуются большим разнообразием, как по спектру решаемых задач, так и принципам функционирования. В их составе используются космические аппараты (КА), которые ведут съемку в различных диапазонах электромагнитного спектра (от ультрафиолетового до дальнего инфракрасного диапазона длин волн) с высоким пространственным и радиометрическим разрешением [1]. Одной из ведущих тенденций современного развития космических систем ДЗЗ является повышение их информационной производительности и остро встает проблема оперативной

передачи видеоданных по радиоканалам с ограниченной пропускной способностью. Это отражает одну из тенденций развития информационных систем и технологий, связанную с опережающим увеличением производительности систем сбора информации по сравнению с увеличением пропускной способности систем передачи информации.

Расчеты объемов регистрируемых видеоданных для современных космических систем ДЗЗ реализующих съемку в многих спектральных диапазонах, показывают, что объем информации формируемой при многоспектральной съемке в пределах одного кадра, может составлять от 0,5 до 5 Гбайт. А суммарный суточный поток данных ДЗЗ, формируемых при комплексном аэрокосмическом мониторинге с использованием панхроматических, многоспектральных и гиперспектральных оптико-электронных систем (ОЭС) различного назначения, оценивается величиной до 0,5 Тбайт и более [2, 3].

Наиболее жесткие требования к пропускной способности радиоканалов передачи информации предъявляются в режиме непосредственной передачи –

при передаче видеоданных ДЗЗ в масштабе времени, близком к реальному.

В существующих и перспективных спутниковых системах передачи видеоданных с КА ДЗЗ скорости передачи информации составляют сотни Мбит/с. Практически следует ориентироваться на типовую скорость передачи информации 300 Мбит/с для X-диапазона с возможностью ее увеличения в перспективе до 0,6–1,2 Гбит/с при параллельной многоканальной передаче, переходе в Ka-диапазон и использовании лазерных систем. Однако, эти возможности систем передачи информации уже сейчас не согласуются с информационными возможностями многих систем ДЗЗ, и в перспективе это рассогласование будет только усиливаться. Поэтому необходим поиск путей согласования информационной производительности аппаратуры ДЗЗ с пропускной способностью радиоканалов передачи данных.

Вопрос повышения пропускной способности радиоканалов передачи данных ДЗЗ связан с применением в канале методов помехоустойчивого кодирования и многопозиционных методов модуляции образующих сигнально-кодовые конструкции (СКК).

Проблему согласования больших объемов видеоданных ДЗЗ при их передаче по радиоканалам с ограниченной пропускной способностью, как правило, решают путем их компрессии с использованием различных алгоритмов сжатия видеоданных.

К алгоритмам сжатия и передачи видеоданных в космических системах ДЗЗ предъявляются следующие требования:

- низкая вычислительная и структурная сложность;
- высокая степень сжатия видеоданных;
- постоянная скорость формирования выходного потока сжатых видеоданных;
- постоянная пропускная способность радиоканала передачи КА-наземный пункт приема информации (НППИ);
- высокая помехозащищенность выходных видеоданных;
- строгий контроль качества принятых видеоданных (оценка искажения);
- высокая скорость формирования входного изображения.

Сжатие видеоданных на борту КА позволяет сократить объем информации (необходимой для хранения и дальнейшей передачи) и времени передачи сжатого массива видеоданных на НППИ, которое существенно ограничено. Сжатие происходит за счет устранения имеющийся избыточности видеоданных и заменой последовательности повторяющихся значений массива сжатых видеоданных (числом бит для кодирования 1 пикселя видеоданных) – повторяющейся величиной и числом ее повторений. В настоящее время при выборе

параметров алгоритмов сжатия не учитывается устойчивость сжатых данных к различного рода сбоям. Повышение достоверности передачи сжатых видеоданных происходит за счет «разбиения» сжатого массива видеоданных на транспортные кадры (ТК) (сообщения меньшего объема, далее – информационных пакетов), которые подвергаются помехоустойчивому кодированию. При обнаружении ошибки в принятых данных, будет повторно передан только ТК с ошибкой, а не весь сжатый массив видеоданных, что позволяет снизить время передачи видеоданных. Алгоритмы помехоустойчивого кодирования являются универсальными по отношению к исходным данным и не используют ограниченность набора возможных комбинаций массива сжатых видеоданных известной длины. Следовательно, необходимо учитывать вероятностный характер последствий неисправленных сбоев, которые могут привести как к искажениям декомпрессированных видеоданных или полной потере изображения.

Алгоритмы сжатия и канального кодирования разрабатываются отдельно друг от друга и работают в различных подсистемах бортовой аппаратуры КА ДЗЗ. При этом вопросы совместной работы этих алгоритмов и их общее влияние на достоверность передачи видеоданных наблюдения в настоящее время не рассматриваются.

Для повышения эффективности применения КА ДЗЗ, необходимо согласование параметров алгоритмов бортовой обработки (сжатия и пакетирования) и передачи (канального кодирования информационных пакетов) видеоданных, при этом особое внимание стоит уделить помехоустойчивости систем приема и передачи видеоданных с КА ДЗЗ.

Для формализованного описания процессов сжатия и формирования СКК для передачи видеоданных, разработана аналитическая модель системы передачи видеоданных учитывающая совместную работу этих алгоритмов и позволяющая контролировать снижение достоверности видеоданных на каждом этапе функционирования системы.

II. ОПИСАНИЕ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ВИДЕОДАНЫХ С КА ДЗЗ НА НППИ

Функционирование современных ОЭС основано на использовании линейки приборов с зарядовой связью (ПЗС), используемых в качестве оптико-электронного преобразователя. Фотоприемник состоит матрицы светочувствительных элементов. Количество фотоприемников (ПЗС-сенсоров) достигает тысяч, при относительно небольшом размере – единицы сантиметров. Формирование изображения происходит за счет считывания значений яркости светового потока с каждой линейки ПЗС-сенсора, в процессе регистрации ОЭС КА отраженного излучения участка местности.

При оцифровке происходит масштабирование и ограничение значений яркости. Изображение, формируемое ОЭС будет представлять массив зарегистрированных значений яркости (от 0 до 255) отраженного излучения участка местности [4].

Таким образом, под изображением понимается сигнал физической природы описываемый, функцией распределения яркости спектрального канала определенного электромагнитного диапазона. Для удобства цифровой обработки изображение принято представлять в виде матрицы I размером $N \times M$, где каждый элемент матрицы (пиксель), характеризуется своим значением яркости I и координатами т.е.

$$I = \begin{bmatrix} f(I[x, y]_{1,1}) & \dots & f(I[x, y]_{1,N}) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ f(I[x, y]_{M,1}) & \dots & f(I[x, y]_{M,N}) \end{bmatrix},$$

где $f(\cdot)$ – функция, описывающая распределения яркости пикселя.

Из вышеописанного следует, что задача бортовой ОЭС – формирование массива видеоданных (матрицы I), в виде определенного объема бит данных для дальнейшей обработки (преобразования к виду необходимого для операций сжатия и передачи по радиоканалу).

Видеоданные, формируемые ОЭС КА ДЗЗ передаются транспортными кадрами $I = \langle TK_1, TK_2, TK_x \rangle$, определенного формата

$$TK_i = \langle S_{(c)}, D_{(c)}, t \rangle,$$

где S – служебная часть транспортного кадра;
 D – информационная часть транспортного кадра;
 c – количество спектральных каналов;
 t – метка времени.

Принятые видеоданные представляют вектор следующего вида: $\tilde{I} = \langle S_x, D_x, T \rangle$.

Функционирование системы передачи видеоданных целесообразно разделить на несколько последовательных операций: сжатие, формирование СКК и передача сжатых, кодированных видеоданных по радиоканалу КА ДЗЗ-НППИ. Для эффективного функционирования всей системы в целом, необходимо осуществлять контроль изменения (искажения) массива видеоданных после каждой операции. Например, для повышения оперативности передачи видеоданных с КА ДЗЗ применяют алгоритмы сжатия с потерей информации, обладающие высокими коэффициентами сжатия, а для повышения достоверности видеоданных помехоустойчивое кодирование и пакетную передачу.

Передача видеоданных с КА ДЗЗ, осуществляется с помощью алгоритмов, сопоставляющих структуру и содержание транспортного кадра $A = \langle a_1, a_2, \dots, a_m \rangle$, где a_j – правило, задающее однозначное соответствие между входным потоком и структурой j -ого транспортного кадра.

В общем виде процесс сжатия представляется в виде

$$\tilde{I}_{A_{сж(c)}} = f_{A_{сж(c)}}(a_j(I), \Pi_{ка}),$$

где $f_{A_{сж}}$ – алгоритм сжатия данных в соответствии с a_j ;
 $\Pi_{ка}$ – параметры КА ДЗЗ;
 $\tilde{I}_{A_{сж(c)}}$ – выходной вектор, содержащий данные о количестве операций.

Параметры одного транспортного кадра имеют следующий вид

$$\tilde{I}_A = \langle S_{(П)}, D, T \rangle,$$

где $S_{(П)}$ – информация о параметрах служебной части;
 Π – количество параметров;
 D – информационная часть транспортного кадра;
 T – вектор меток времени.

Процесс формирования СКК для транспортных кадров имеет следующий вид

$$\tilde{I}_{СКК(c)} = f_{АСКК}(I_{A_{сж(c)}}, \Pi_{СКК}),$$

где $f_{АСКК}$ – алгоритм формирования СКК;
 $\Pi_{СКК}$ – параметры СКК.

Структура выходных данных транспортного пакета имеет следующий вид

$$\tilde{I}_{ПРД} = f_{АПРД}(\tilde{I}_{СКК(c)}, \Pi_{ПРД}),$$

где $f_{АПРД}$ – алгоритм передачи сжатых данных транспортными кадрами;
 $\tilde{I}_{СКК(c)}$ – результаты работы алгоритмов;
 $\Pi_{ПРД}$ – условия (параметры) передачи, определяющие возможность информационного обмена.

Конечным результатом являются видеоданные вида:
 $\tilde{I} = f_{encode}(\tilde{I}_{ПРД})$.

Обобщая все вышесказанное модель системы передачи видеоданных с КА ДЗЗ выглядит следующим образом
 $\tilde{I} = f_{encode}(a_{i=1}^x f_{АПРД}(\Pi_{ПРД}, f_{АСКК}(\Pi_{СКК}, f_{A_{сж(c)}}(A, \Pi_{ка}, I^c)))$

III. ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ПРИНЯТЫХ ВИДЕОДАНЫХ

Рассматриваемая модель системы передачи видеоданных с КА ДЗЗ на НППИ, учитывающая совместную работу алгоритмов сжатия и формирования СКК, предназначена для преобразования видеоданных с КА ДЗЗ к требуемым характеристикам выходных видеоданных \tilde{I}_0 , характеризующимися достоверностью определяемой метриками качества Q видеоданных (разницей между I и \tilde{I}).

Оценка качества видеоданных (изображений) является достаточно сложной комплексной задачей, требующей с одной стороны максимальной точности оценки и

минимизации производительности и структурной сложности систем обработки видеоданных.

Для сравнения качества двух изображений наиболее часто используют следующие сравнительные оценки: среднеквадратическая ошибка яркости изображений, пиковое отношение сигнал-шум, а также коэффициент корреляции. Качество видеоданных зависит от следующих факторов:

- условий освещения;
- характеристик регистрирующей системы;
- соотношения сигнал/шум в радиоканале;
- статистических характеристик шума;
- параметров алгоритмов сжатия и формирования СКК.

Таким образом, для эффективной работы системы передачи видеоданных с КА ДЗЗ на НППИ требуется контроль качества видеоданных на каждом этапе функционирования системы, то есть

$$\begin{cases} Q_{encode}(\tilde{I}_0, \tilde{I}) \rightarrow 0 \\ Q_{ПРД}(\tilde{I}_{ПРД_0}, \tilde{I}) \rightarrow 0 \\ Q_{СКК}(\tilde{I}_{СКК_0}, \tilde{I}) \rightarrow 0 \\ Q_{СЖ}(\tilde{I}_{СЖ_0}, \tilde{I}) \rightarrow 0 \end{cases},$$

где Q – метрика качества, определяющая «близость» значений \tilde{I}_0 и \tilde{I} .

Значения параметров системы передачи видеоданных с КА ДЗЗ на НППИ, связывающих видеоданные I и принятые декодированные видеоданные \tilde{I} обозначим как Π . Тогда согласование параметров модели системы передачи видеоданных сводится к решению функционала

$$I_0 = \text{agr} \min Q(f_{encode}(\tilde{I}_{ПРД}), \Pi),$$

где I_0 – искомые значения, а Π – параметры системы передачи видеоданных КА ДЗЗ, согласующие работу бортовых систем для достижения необходимого эффекта (повышение оперативности или достоверности видеоданных с КА ДЗЗ).

На основе представленной модели был разработан программный комплекс для исследования влияния выбора сигнально-кодовых конструкций и алгоритмов сжатия данных оптико-электронного наблюдения на достоверность передачи по радиоканалам информационного обмена с КА [5].

ВЫВОД

Представленная в статье аналитическая модель системы передачи видеоданных с КА ДЗЗ на НППИ, описывает совместное функционирования бортовых алгоритмов сжатия и формирования СКК для пакетной передачи видеоданных, что позволяет существенно повысить оперативность передачи видеоданных и учесть влияние процессов обработки на каждом этапе функционирования системы, оказывающих влияние на качество принятых видеоданных на НППИ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Козин И.А. Оперативная передача видеоданных с космических аппаратов дистанционного зондирования Земли // Метеорологический вестник. 2013. Т. 5. № 1. С. 1-5.
- [2] Козин И.А. Автоматизированная обработка больших потоков гиперспектральной аэрокосмической информации // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. №5. С.57-62.
- [3] Козин И.А., Мальцев Г.Н. Передача гиперспектральных видеоданных дистанционного зондирования Земли по радиоканалам с ограниченной пропускной способностью // Информационно-управляющие системы. 2016. Т. 81. № 2. С. 74-83.
- [4] Визильтер Ю.В., Желтов С.Ю., Князь В.А., Ходарев, Моржин, А.В. Обработка и анализ цифровых изображений с примерами на LabVIEW IMAQ Vision. М.: ДМК Пресс, 2007. 464 С.
- [5] Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018615822 от 17.05.2018.

Выбор сигнально-кодовых конструкций в радиоканалах передачи данных с космических аппаратов дистанционного зондирования Земли

И. А. Козин¹, Е. В. Бородулин, Д. А. Павлюков
Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
¹kozinov.ia@mail.ru

Abstract. Considered the approach to the formation of signal-code constructions in radio channels of data transmission of remote sensing of the Earth, taking into account the joint work of video compression algorithms and channel coding.

Keywords: remote sensing; signal code design; video compression; bandwidth

I. ВВЕДЕНИЕ

Современный уровень развития космических информационных технологий и реализующих их технических и программных средств обуславливают необходимость создания качественно новых систем и комплексов дистанционного зондирования Земли (ДЗЗ), обеспечивающих высокий уровень автоматизации сбора и обработки данных, повышение оперативности передачи больших объемов информации, необходимой для решения широчайшего круга социально-экономических, научных и оборонных задач.

Разрабатываемые в настоящее время образцы бортовой аппаратуры сбора и обработки информации для перспективных космических аппаратов (КА) ДЗЗ представляют собой сложные изделия электроники, реализующие современные информационные технологии и позволяющие регистрировать излучение в десятках и сотнях узких участков (каналах) диапазонов видимого и инфракрасного спектра с высоким пространственным и радиометрическим разрешением.

Высокая информационная производительность современных и перспективных КА ДЗЗ требует повышения пропускной способности каналов передачи данных наблюдения на Землю, что в свою очередь требует реализации на борту процедур сжатия видеоданных и создания высокоскоростных радиолиний [1, 2].

II. СИГНАЛЬНО-КОДОВЫЕ КОНСТРУКЦИИ В РАДИОКАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Основными факторами, определяющими пропускную способность радиоканала передачи данных КА ДЗЗ, является ширина полосы пропускания канала W и

отношение сигнал/шум. Обеспечение необходимого для достоверной передачи данных отношения сигнал/шум тесно связано с энергетическим бюджетом радиолинии между КА ДЗЗ и наземной приемной системой. К современным космическим системам ДЗЗ предъявляются высокие требования по обеспечению достоверности передачи информации $P_B=10^{-6}-10^{-9}$. Поэтому для достижения высоких значений пропускной способности радиоканала необходимо обеспечивать максимально возможное пороговое отношение сигнал/шум, при котором возможна синхронизация между передающей и приемной аппаратурой. Современные системы ДЗЗ работающие в X -диапазоне радиоволн (7,45–8,40 ГГц) функционируют в условиях ограниченной полосы частот W составляющей порядка 375–400 МГц. В условиях ограниченной полосы частот W классическим способом решения задачи по повышению скорости передачи информации в радиоканале является использование сигнально-кодовых конструкций с M -арной передачей сигналов.

Известно [3, 4], что виды манипуляции с малым значением M , такие как, например, фазовые манипуляции $BPSK$, $QPSK$ или $8PSK$, характеризуются наилучшими показателями помехоустойчивости. С другой стороны, системы передачи, использующие такие виды модуляции, обеспечивают наименьшую из возможных скоростей передачи информации. С ростом M , при использовании таких видов модуляции как, например, квадратурная амплитудная модуляция $QAM-16$ или $QAM-64$, происходит обмен энергетических показателей эффективности на частотные, и скорость, соответственно, в 4 и 6 раз выше по сравнению с модуляцией $BPSK$. Однако при этом за увеличение скорости приходится расплачиваться повышением требовательности к качеству радиоканала передачи информации.

Поскольку использование M -арной передачи сигналов при прочих равных условиях более требовательно к помехоустойчивости радиоканала передачи данных, то повышение запаса энергетического бюджета радиолинии, а соответственно и возможностей по обеспечению более высоких значений скоростей передачи информации в радиоканале возможно за счет применения различных

методов помехоустойчивого кодирования. Применение помехоустойчивого кодирования, даёт возможность получать энергетический выигрыш до 6 дБ (что эквивалентно уменьшению диаметра рефлектора наземной зеркальной приемной антенны в 2 раза). К наиболее эффективным методам обеспечения высокого уровня достоверности передачи информации в радиоканале можно отнести алгоритмы сверточного кодирования, коды Рида-Соломона, каскадные схемы кодирования, алгоритмы турбо-кодов [5].

Расчеты показывают, что при условии обеспечения достоверности передачи информации не хуже $P_B=10^{-6}$ и эквивалентной изотропно излучаемой мощности бортовой передающей аппаратуры КА порядка $E_{\text{троб}}=35$ дБ использовании наземных зеркальных приемных антенн диаметром зеркала порядка $D=9$ м возможно добиться скорости передачи информации в радиоканале порядка $R=800$ Мбит/с. Реализованные в настоящее время радиолинии позволяют обеспечить скорость передачи информации в радиоканале до 300 Мбит/с на одной несущей, однако в ближайшей перспективе возможно создание серии унифицированных радиолиний со скоростями 300, 450 и 600 Мбит/с.

Общая формулировка задачи выбора сигнально кодовой конструкции передачи данных ДЗЗ в радиоканале может быть представлена следующим образом.

Дано: некоторое заданное множество возможных методов M -арной манипуляции в радиоканале $\{M\}$; задана требуемая вероятность ошибочной передачи бита информации P_B в радиоканале.

Вводимые ограничения: фиксированное для заданного диапазона рабочих длин волн передающей системы значение полосы частот $W_{\text{доп}}$; заданное значение отношения сигнал-шум на входе приемника $q_{\text{max}}=(P_S/P_N)_{\text{вх}}$.

Необходимо найти: сигнально-кодую конструкцию позволяющую обеспечить необходимую скорость передачи в радиоканале с учетом имеющихся ограничений.

Показатель скорости при этом может быть представлен функцией вида [6]

$$R = f(W(K_1), \{M\}, q(K_2)) \rightarrow \max, \quad (1)$$

где K_1 – коэффициент эффективности использования полосы частот; K_2 – коэффициент эффективности мощности передатчика, характеризующий эффективность вида модуляции (1/сВт); $W(K_1) \leq W_{\text{доп}}(K_1)$ – полоса частот; $M \in (PSK, FSK, QAM, \dots)$ – множество типов спектрально-эффективных модуляций сигнала, $q(K_2) \leq q_{\text{max}}(K_2)$ – отношение сигнал/шум на входе приемника.

III. ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛЬНО-КODOVЫХ КОНСТРУКЦИЙ С УЧЕТОМ СЖАТИЯ ВИДЕОДАННЫХ

Задача (1) является сложной многокритериальной оптимизационной задачей направленной на выбор совершенных сигнально-кодовых конструкций. Однако на практике решение задачи (1) не учитывает тот факт, что

для передачи данных с КА ДЗЗ помимо помехоустойчивого кодирования к данным применяются алгоритмы сжатия и массивы передаваемых данных группируются в пакеты, что приводит к появлению дополнительных сбоев искажений в принятых видеоданных. Компрессия видеоданных и каналное кодирование реализуются различными подсистемами системы формирования и передачи данных КА ДЗЗ и соответствующие алгоритмы преобразования видеоданных при сжатии и канальном кодировании разрабатываются отдельно, без учета специфики совместной работы. Так например, с одной стороны, при выборе алгоритма компрессии не рассматривается устойчивость сжатых данных к появляющимся ошибкам и сбоям при передаче по радиолинии. С другой стороны, все известные алгоритмы помехоустойчивого кодирования разрабатываются без учета особенностей кодируемого массива данных конечной длины и могут быть применены для кодирования любых цифровых данных. При сжатии видеоданных и канальном кодировании не учитывается характер проявления на приемной стороне необнаруженных и неисправленных ошибок и сбоев, которые могут привести при различных условиях как к несущественным искажениям видеоданных, так и к существенным искажениям вплоть до их потери [7].

Пример проявления сбоев и ошибок при передаче видеоданных ДЗЗ обусловленных применением алгоритмов сжатия и блочного кодирования при передаче по ненадежному радиоканалу представлено на рис. 1.

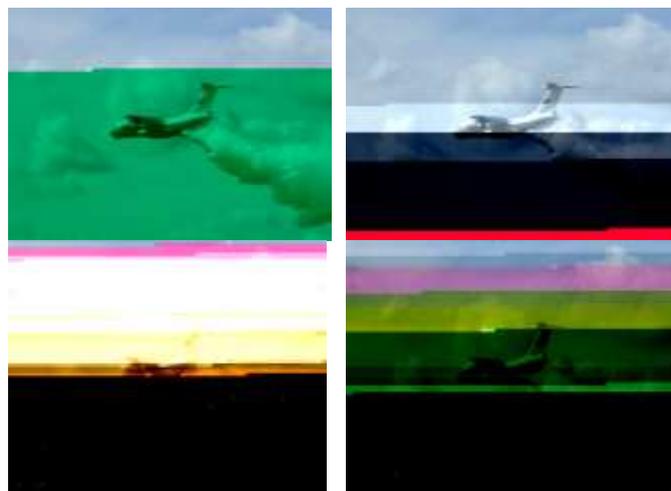


Рис. 1. Характер искажений принятого и восстановленного изображения при передаче по ненадежному радиоканалу

Более рациональным является совместный выбор и настройка алгоритмов сжатия $A_{\text{сж}}$ и помехоустойчивого кодирования A_{errcode} . В данном случае комплексная постановка оптимизационной задачи с учетом (1) может иметь вид

$$\left\{ \begin{array}{l} R(K_1, K_2) = K_1 W + K_2 q \\ W(K_1) \leq W_{\text{доп}}(K_1) \\ q(K_2) \leq q_{\text{max}}(K_2) \\ K_{\text{сж}}(A_{\text{сж}}) \eta(A_{\text{errcode}}) \leq K_{\text{сж.треб}} \\ P(Q(A_{\text{сж}}) + Q(A_{\text{errcode}}) \leq Q_{\text{треб}}) \leq P_{\text{треб}}, \\ Q_{\text{треб}} \rightarrow \min_{A_{\text{сж}}, A_{\text{errcode}}} \end{array} \right. \quad (2)$$

где $K_{\text{сж.треб}}$, $P_{\text{треб}}$ – требуемые степень сжатия и достоверность передачи всего кадра; $Q_{\text{треб}}$ – суммарные потери качества восстановленного кадра вследствие применения алгоритма сжатия и помехоустойчивого кодирования (при условии, что искажения, возникающие вследствие сжатия и кодирования независимые).

Для сокращения избыточности видеоданных с использованием сжатия с потерями необходимо определить максимально-возможный коэффициент сжатия $K_{\text{сж.треб}}$, а также значения метрик качества восстановленного изображения. Оценку качества сжатых видеоданных можно произвести с использованием стандартных метрик: число ошибок между исходным и декомпрессионным изображением, т.е. разницей значений яркости соответствующих пикселей (количество не нулевых элементов матрицы $\Delta = L_{[x,y]} - \overline{L}_{[x,y]}$, где $L_{[x,y]}$ и $\overline{L}_{[x,y]}$ – матрицы значений яркости пикселей исходным и восстановленным изображением соответственно); среднеквадратическое отклонение яркости пикселей исходного и восстановленного изображения $\sigma = \frac{1}{xy} \sqrt{\sum_{i=1}^x \sum_{j=1}^y (L_{xy} - \overline{L}_{xy})^2}$; коэффициент корреляции исходного L_x и L_y восстановленного изображений $r_{xy} = \frac{\sum_{i=1}^m (L_{xi} - \overline{L}_{xi})(L_{yi} - \overline{L}_{yi})}{\sqrt{\sum_{i=1}^m (L_{xi} - \overline{L}_{xi})^2 \sum_{i=1}^m (L_{yi} - \overline{L}_{yi})^2}}$.

IV. ВЫВОД

Таким образом, разработка перспективных космических комплексов ДЗЗ должна вестись с учетом оценок информационной производительности оптико-электронной аппаратуры наблюдения и пропускной способности радиоканалов передачи данных с КА. Разработка и настройка работы алгоритмов сжатия видеоданных должна вестись с учетом специфики функционирования системы передачи видеоданных на

наземные приемные пункты. В частности необходимо согласовать степень избыточности помехоустойчивого кодирования видеоданных и значение коэффициента сжатия так, чтобы обеспечить минимальную разницу в качестве исходных зарегистрированных и принятых на приемном пункте и восстановленных видеоданных. При этом суммарные потери качества восстановленного изображения вследствие применения алгоритма сжатия и помехоустойчивого кодирования должны быть минимальными, а степень избыточности данных должна обеспечить исключение потерь информации из-за сбоев и ошибок в радиоканале. Учитывая особенности пакетной передачи данных наблюдения служебную часть передаваемого кадра необходимо дополнить информацией о кодируемом и сжимаемом блоке изображения и по возможности кодировать отдельно от информационного блока пакета, что позволит повысить помехоустойчивость передачи видеоданных в целом.

Учет и настройка совместной работы подсистем сжатия и передачи видеоданных КА ДЗЗ позволит повысить достоверность и оперативность передачи видеоданных на наземные приемные пункты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Козин И.А., Мальцев Г.Н. Передача гиперспектральных видеоданных дистанционного зондирования Земли по радиоканалам с ограниченной пропускной способностью // Информационно-управляющие системы. 2016. Т. 81. № 2. С. 74-83.
- [2] Козин И.А. Автоматизированная обработка больших потоков гиперспектральной аэрокосмической информации // Научные технологии в космических исследованиях Земли. 2016. Т. 8. №5. С.57-62.
- [3] Спутниковая связь и вещание. Справочник / Под ред. Л.Я. Кантора. М.: Радио и связь, 1997. 344 с.
- [4] Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение/ пер. с англ. М.: ИД «Вильямс», 2016. 1104 с.
- [5] Золотарев В.В., Назиров Р.Р., Овечкин Г.В., Овечкин П.В. Оптимизационная теория многопорогового декодирования для современных систем ДЗЗ // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2011. Т. 8. № 3. С. 47-54.
- [6] Филатов В., Сивов В. Формализация задачи повышения скорости передачи информации по каналам радиосвязи автоматизированных систем // Современная электроника. №1. 2015. С. 56-57.
- [7] Перспективные информационные технологии дистанционного зондирования Земли: Монография / Под ред. В.А. Соффера. Самара: Новая техника, 2015. 256 с.

Универсальная модульная система часофикации

А. В. Ленин¹, А. А. Макаров², С. Н. Балакирев³

Военно-космическая академия им. А.Ф. Можайского

¹lenin70693@gmail.com, ²almakand@mail.ru, ³Bell_356@mail.ru

Abstract. The questions of the master clock system concern to many areas of life. Today, more and more areas, such as electricity, automation and management, metrology, banking need in frequency and time support, it is impossible to imagine the implementation of the space program without a single time system. The development of navigation satellite systems offers great opportunities for fast and accurate binding of own time scale to the time scale of the state standard of single time and reference frequencies, and innovative technologies of data transmission along the power grid lines allow significantly reduce time and cost on the organization channels for the transmission of temporary information to consumers on the scales of a single building or structure. The article is devoted to the development of the master clock system UTC with a flexible modular structure. The binding to the time scale is performed on the signals of the navigation satellite constellations. The method of data transmission by PLC technology is used for ensuring consumers with time-frequency information.

Keywords: master clock system; UTC; Power Line Communication; GPS

Развитие навигационных спутниковых систем открывает широкие возможности для быстрой и точной привязки собственной шкалы времени к шкале времени Государственной системе единого времени и эталонных частот (ГСЕВЭЧ), а инновационные технологии передачи данных по линиям энергосети позволяют существенно сократить время и расходы на организацию каналов передачи временной информации потребителям в масштабах единого здания или сооружения. Вопросы необходимости часофикации затрагивают всё больше жизненных сфер: высокоскоростная передача данных, автоматизация контроля сотрудников предприятий, работа метрополитена, электроснабжение и энергетика, а также многие другие области промышленности и жизнедеятельности. В связи с этим перед нами ставятся следующие цели:

- разработка метода часофикации объектов, зданий и сооружений с минимальными затратами средств и времени развертывания;
- разработка и изготовление опытного образца системы часофикации.

Для обеспечения универсальности применения и расширения возможностей системы часофикации в дальнейшем, было решено применить модульную схему

построения комплекса. Структурная схема модульной системы часофикации представлена на рис. 1.

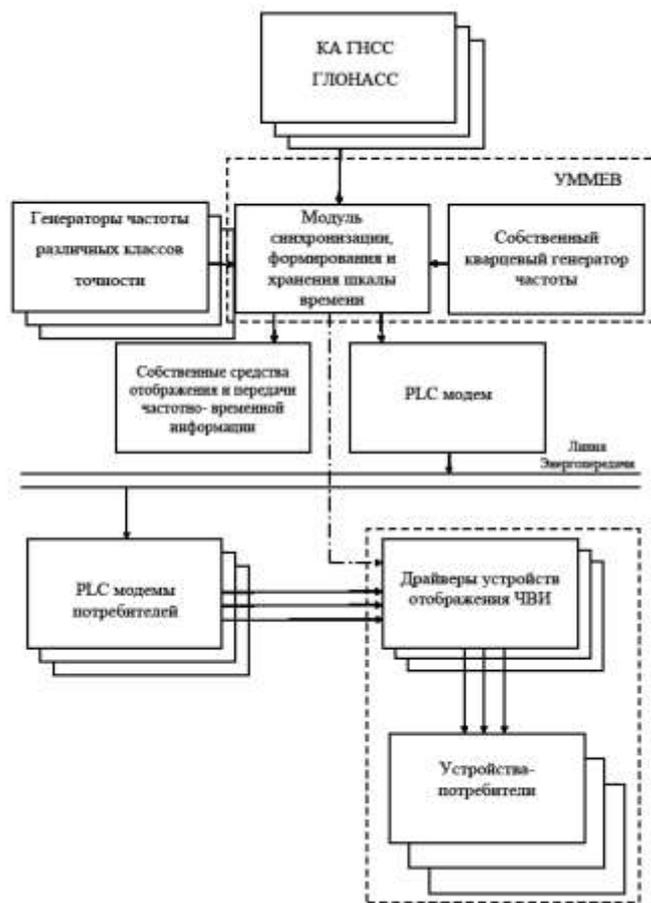


Рис. 1. Структурная схема модульной системы часофикации

Данная система состоит из двух типов модулей и средств отображения временной информации. Каждый модуль может работать как в комплексе с остальными элементами системы, так и автономно.

Первым модулем является универсальный малогабаритный модуль единого времени. Он осуществляет привязку к ГСЕВЭЧ, формирование и хранение собственной шкалы времени, а также выдачу её сигналов потребителям. Вывод временной информации осуществляется на собственный дисплей и на внешние

устройства посредством интерфейса USB, Ethernet (Network Time Protocol), а также RS-485, работающему по протоколу, совместимому с штатными табло изделий часофикации. Синхронизация модуля осуществляется от сигналов спутниковых радионавигационных систем как иностранных GPS и Galileo, так и российской ГНСС ГЛОНАСС, что повышает точность определения времени и снижает риски зависимости от зарубежных навигационных систем.

Основу универсального малогабаритного модуля единого времени составляют: микроконтроллер серии ST32f, LCD дисплей под управлением контроллера HD44789 и приемник сигналов ГЛОНАСС/GPS/Galileo Navia ML8088sE с антенной L-диапазона. С целью повышения точности, тактирование микроконтроллера осуществляется за счет внешнего кварцевого генератора 5 МГц, с возможностью переключения на стандарты частоты более высоких классов точности.

Второй модуль представляет собой PLC модем, использующий для передачи данных S-FSK модуляцию. S-FSK-модуляция (spread frequency shift keying, частотная манипуляция с расширением спектра) является усовершенствованным вариантом частотной манипуляции (FSK).

При FSK-модуляции значения 0 и 1 передаются определенными частотами сигнала с постоянной амплитудой. Частотная манипуляция обеспечивает большую помехозащищенность, чем амплитудная модуляция, поскольку сигнал помехи оказывает наибольшее воздействие на амплитуду сигнала, а не на его частоту. Основное отличие между FSK и S-FSK заключается в том, что при S-FSK-модуляции разнос частот, кодирующих 0 и 1 существенно больше, чем при модуляции FSK, и составляет 10 кГц. Большой разнос частот позволяет увеличить помехоустойчивость при наличии узкополосных помех и сохранить простоту реализации метода.

PLC модем состоит из входной части, обеспечивающей изоляцию, фильтрацию и усиление передаваемых и

принимаемых аналоговых сигналов, и микросхемы модема.

Таким образом мы имеем возможность оперативного получения временной информации путём подключения средств отображения к электросети 220 В через PLC модем, который осуществит выделение высокочастотного информационного сигнала из переменного питающего напряжения.

На данный момент подобный метод передачи частотно-временной информации не используется и является инновационным.

Представленная система может быть особенно актуальна для часофикации зданий и сооружений, имеющих оборудование энергоучета лишь на вводе и единую сеть электропроводки, так как данная схема позволяет наиболее эффективно применять технологию передачи данных по электросети. Кроме того, стоит отдельно выделить оперативность и экономичность развертывания системы ввиду отсутствия необходимости монтажных работ, которыми сопровождается прокладка сигнального кабеля. Информация от сервера к потребителям передается по линиям энергосети, которые уже проведены в зданиях и сооружениях. Средствами отображения временной информации выступают дисплеи и мониторы ввиду их доступности, невысокой стоимости и универсальности применения, а также штатные табло отображения временной информации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Радиоэлектронные средства частотно-временного обеспечения: Учебное пособие. МО, 2000. с.182
- [2] Dowd A. The common time module, a robust time maintenance system/ A. Dowd, R.M. Garvey // 41 st Annual Precise Time and Time Interval Meeting. 2009. С. 33-44.
- [3] ИКД Навигационный радиосигнал в диапазонах L1, L2 ГЛОНАСС. / ред. 5.1. Москва: Российский Научно-исследовательский институт космического приборостроения, 2008. 74 с.
- [4] Охрименко В. FSK-модемы для PLC-Связи: Стандарты, производители, компоненты / В. Охрименко // Электронные компоненты. 2010. №5. С. 62-66.

Математические модели радиосигналов и радиопомех в линиях декаметровой радиосвязи

М. А. Семисошенко

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М.Буденного
Semisoshenko_MA@mail.ru

Abstract. In the article the representation of the General mathematical model of the decameter radio communication line in the form of a multilevel mathematical model is offered from the positions of the reference model of interaction of open systems. Mathematical models of each hierarchical level of the radio communication line are described by the corresponding mathematical scheme. Mathematical models of the lower level of the decameter radio communication line presented by mathematical models of radio signals and radio interference are presented.

Keyword: decameter radio communication line; ionospheric wave; radio signal; radio interference.

I. ПРЕДСТАВЛЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЛИНИИ РАДИОСВЯЗИ МНОГОУРОВНЕВОЙ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛЮ

При обеспечении радиосвязи между корреспондентами важная роль отводится декаметровым радиолиниям, обеспечивающим передачу радиосигналов с помощью ионосферных радиоволн. Разработка методик оценки эффективности функционирования таких радиолиний по показателям достоверности и своевременности передачи сообщений предусматривает их построение на основе совокупности математических моделей, учитывающих значительное количество факторов, оказывающих влияние на эффективность функционирования линий радиосвязи: характеристик радиосигналов и радиопомех, параметров каналов радиосвязи, технических характеристик используемых радиосредств, объемов передаваемых сообщений и другие.

Для учета указанных факторов общую математическую модель линии декаметровой радиосвязи при передаче сообщений предложено представить в виде многоуровневой математической модели в соответствии с эталонной моделью взаимодействия открытых систем (ЭМВОС) [1]. При этом математическая модель каждого иерархического уровня линии радиосвязи описывается соответствующей математической схемой. Так, математическая модель первого (нижнего) иерархического уровня, соответствующего физическому уровню ЭМВОС, представлена математическими моделями радиосигналов и радиопомех. Математическая модель второго иерархического уровня линии радиосвязи,

соответствующего каналному уровню ЭМВОС, представлена моделью случайного импульсного потока с чередованием длительностей пригодного с требуемой достоверностью состояния радиоканала и длительностей непригодного состояния радиоканала. Математическая модель третьего иерархического уровня декаметровой линии радиосвязи, соответствующего одному из элементов сетевого уровня эталонной модели взаимодействия открытых систем, представлена одноканальной системой массового обслуживания с ожиданием, на вход которой поступает поток сообщений различных приоритетов для передачи по радиоканалу. При этом математические модели каждого из иерархических уровней и построенные на основе этих моделей методики оценки эффективности определяют эффективность функционирования линии декаметровой радиосвязи по показателям достоверности и своевременности передачи сообщений.

II. СТАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ РАДИОСИГНАЛОВ И РАДИОПОМЕХ В ИОНОСФЕРНОМ РАДИОКАНАЛЕ

Одной из основных отличительных особенностей ионосферного радиоканала по сравнению с радиоканалом, образованным земными волнами, является наличие быстрых замираний радиосигналов, обусловленное многолучевостью распространения радиоволн в условиях флуктуаций параметров ионосферы. При этом известные модели радиосигналов и радиопомех в ионосферных радиоканалах отличаются существенным разнообразием и описываются, как правило, различными законами распределения коэффициента передачи канала μ и огибающей радиосигналов и радиопомех U_c и U_n соответственно.

При описании математических моделей многолучевых радиоканалов общую форму представления передаваемого радиосигнала $S(t)$ определим следующим образом [2]:

$$S(t) = A(t) \cos [\varphi(t)] \gamma(t),$$

где $A(t)$ – огибающая радиосигнала;
 $\varphi(t)$ – мгновенная фаза радиосигнала;

$$\gamma(t) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [0, T], \\ 0 & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

T - длительность элемента радиосигнала.

С учетом широкого проявления многолучевости в ионосферном радиоканале, вследствие чего результирующий радиосигнал на входе радиоприемника представляет собой сумму отдельных колебаний с различными фазами и амплитудами, математическую модель принимаемого радиосигнала представим в следующем виде [2, 3, 4]:

$$S'(t) = \sum_{i=1}^K \mu_i S(t - \tau_{\text{рзв}i}) + n(t),$$

где K – количество лучей электромагнитной волны в пункте приема;

μ_i – коэффициент передачи радиоканала для i -го луча;

$\tau_{\text{рзв}i}$ – длительность распространения электромагнитной волны для i -го луча;

$n(t)$ – аддитивная помеха.

Математические модели радиосигналов и радиопомех в ионосферном радиоканале условно могут быть представлены статическими и динамическими моделями. Так, к основным статическим моделям радиосигналов и радиопомех относятся одномерные плотности вероятности случайной величины коэффициента передачи радиоканала μ , отражающие распределения огибающих радиосигналов и радиопомех, а также одномерные плотности вероятности случайной величины уровней радиосигналов и радиопомех. Динамические модели описывают временное изменение параметров радиосигналов и радиопомех.

В настоящее время в современной литературе [2, 3, 4, 5, 6, 7] описано значительное количество видов математических выражений, характеризующих одномерные плотности вероятности коэффициентов передачи радиоканала $\omega(\mu)$ при ионосферном распространении радиоволн. Наиболее распространенными из них являются плотности вероятности Релея, Райса (обобщенное релеевское распределение), распределение Накагами (m -распределение) [2, 3, 6].

Так, математические выражения для плотности вероятности коэффициентов передачи радиоканала $\omega(\mu)$ при распределениях Релея, Райса и Накагами имеют следующий вид [2, 3, 6].

1. Распределение Релея

$$\omega(\mu) = (2\mu / \mu_0^2) \exp[-(\mu^2 / \mu_0^2)], \quad (\mu > 0),$$

где $\mu_0 = \sqrt{M(\mu^2)}$ – среднеквадратическое отклонение (рассеяние) коэффициента передачи радиоканала μ .

2. Распределение Райса

$$\omega(U_c) = \frac{2U_c}{U_{c\text{эф}}^2} \exp\left(-\frac{U_c^2 + e_{c0}^2}{U_{c\text{эф}}^2}\right) I_0\left(\frac{2U_c e_{c0}}{U_{c\text{эф}}^2}\right),$$

где $\mu_{\text{ф}}^2 = \mu_{\text{р}}^2 - \mu_0^2$ – квадрат флюктуирующей части коэффициента передачи радиоканала;

$\mu_{\text{р}}$ – регулярная составляющая коэффициента передачи радиоканала;

$I_0(\cdot)$ – функция Бесселя нулевого порядка от мнимого аргумента.

3. Распределение Накагами (m -распределение)

$$\omega_m(\mu) = (2m^m \mu^{2m-1} / \Gamma(m) \mu_0^{2m}) \exp[-(m \mu^2 / \mu_0^2)],$$

где $m = [M(\mu^2)]^2 / M\{\mu^2 - M(\mu^2)\}^2$;

$\Gamma(m)$ – гамма функция параметра m ;

$m > 0,5$;

$\mu > 0$.

В работе [4] в качестве закона распределения коэффициента передачи радиоканала $\omega(\mu)$ предложено использовать четырехпараметрическое распределение $\omega^{(4)}(\mu)$, зависящее от четырех параметров $M_1, M_2, \sigma_1^2, \sigma_2^2$, где M_1, M_2 – математические ожидания ортогональных компонент комплексного коэффициента передачи радиоканала μ ; σ_1^2, σ_2^2 – дисперсии ортогональных компонент комплексного коэффициента передачи радиоканала μ .

Проведенные многочисленные экспериментальные исследования статистических характеристик радиосигналов и радиопомех в ионосферном радиоканале свидетельствуют о преимущественном преобладании распределений огибающих, описываемых законами Релея и Райса [4, 5, 6, 7].

Так, приведенные в работах [4, 5] результаты исследований статистических характеристик огибающих радиосигналов U_c и радиопомех U_n классифицированы плотностями вероятности Релея и Райса примерно в 90% анализируемых статистических зависимостей U_c и U_n

$$\omega(U_c) = \frac{2U_c}{U_{c\text{эф}}^2} \exp\left(-\frac{U_c^2}{U_{c\text{эф}}^2}\right),$$

$$\omega(U_n) = \frac{2U_n}{U_{n\text{эф}}^2} \exp\left(-\frac{U_n^2}{U_{n\text{эф}}^2}\right),$$

$$\omega(U_c) = \frac{2U_c}{U_{c\text{эф}}^2} \exp\left(-\frac{U_c^2 + e_{c0}^2}{U_{c\text{эф}}^2}\right) I_0\left(\frac{2U_c e_{c0}}{U_{c\text{эф}}^2}\right),$$

$$w(U_{\text{п}}) = \frac{2U_{\text{п}}}{U_{\text{пэф}}^2} \exp\left(-\frac{U_{\text{п}}^2 + e_{\text{п0}}^2}{U_{\text{пэф}}^2}\right) I_0\left(\frac{2U_{\text{п}} e_{\text{п0}}}{U_{\text{пэф}}^2}\right),$$

где $U_{\text{сэф}}, U_{\text{пэф}}$ – эффективные напряжения флюктуирующей составляющей радиосигнала и радиопомехи соответственно; $e_{\text{с0}}, e_{\text{п0}}$ – амплитуды регулярной составляющей радиосигнала и радиопомехи соответственно.

Вместе с тем приведенные распределения огибающих радиосигналов и радиопомех справедливы только на сравнительно коротких временных интервалах (от десятков секунд до нескольких минут) [6], на которых параметр распределения $U_{\text{сэф}}(U_{\text{пэф}})$ можно считать постоянным. На более длинных временных интервалах значения параметров $U_{\text{сэф}}(U_{\text{пэф}})$ являются случайной величиной с плотностями вероятности $\omega_{\text{с}}(U_{\text{сэф}})$ и $\omega_{\text{п}}(U_{\text{пэф}})$.

На основе проведенных экспериментальных исследований [6] установлено, что плотности вероятности $\omega_{\text{с}}(U_{\text{сэф}})$ и $\omega_{\text{п}}(U_{\text{пэф}})$ описываются логарифмически нормальным законом

$$w_{\text{с}}(U_{\text{сэф}}) = \frac{1}{\sigma_{U_{\text{сэф}}} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln U_{\text{сэф}} - \ln \overline{U_{\text{сэф}}})^2}{2\sigma_{U_{\text{сэф}}}^2}\right],$$

$$w_{\text{п}}(U_{\text{пэф}}) = \frac{1}{\sigma_{U_{\text{пэф}}} \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(\ln U_{\text{пэф}} - \ln \overline{U_{\text{пэф}}})^2}{2\sigma_{U_{\text{пэф}}}^2}\right],$$

где $\overline{U_{\text{сэф}}}, \overline{U_{\text{пэф}}}$ – средние значения эффективных напряжений радиосигнала и радиопомехи соответственно;

$\sigma_{U_{\text{сэф}}}, \sigma_{U_{\text{пэф}}}$ – среднеквадратические отклонения эффективных напряжений радиосигнала и радиопомехи соответственно.

При этом выраженные в децибелах относительно 1 микровольта значения $U_{\text{сэф}}$ и $U_{\text{пэф}}$, характеризующие уровни радиосигналов и радиопомех,

$$y = 20 \lg \frac{U_{\text{сэф}}}{1 \text{ мкВ}},$$

$$x = 20 \lg \frac{U_{\text{пэф}}}{1 \text{ мкВ}}$$

являются случайными величинами, плотности вероятности которых описываются нормальным законом

$$w_y(y) = \frac{1}{\sigma_y \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(y - \bar{y})^2}{2\sigma_y^2}\right],$$

$$w_x(x) = \frac{1}{\sigma_x \sqrt{2\pi}} \exp\left[-\frac{(x - \bar{x})^2}{2\sigma_x^2}\right],$$

где \bar{y}, \bar{x} – средние значения уровней радиосигнала (радиопомехи);

σ_y, σ_x – среднеквадратические отклонения уровней радиосигнала (радиопомехи).

Таким образом, представленные математические модели радиосигналов и радиопомех в линиях декаметровый радиосвязи, осуществляющих передачу сообщений ионосферными волнами, характеризуют построенную с позиций эталонной модели открытых систем математическую модель радиолинии на первом (нижнем) иерархическом уровне. При этом на основе представленных математических моделей радиосигналов и радиопомех формируются методики оценки эффективности функционирования линий радиосвязи, в частности, по показателям достоверности передачи сообщений.

Так, при передаче дискретных сообщений в качестве показателей эффективности функционирования линии декаметровый радиосвязи, характеризующих достоверность передачи информации, используются следующие показатели:

$p_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки приема элемента радиосигнала;

$p(p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}})$ – вероятность обеспечения радиосвязи с достоверностью не хуже допустимой, где $p_{\text{ош доп}}$ – допустимая вероятность ошибки приема элемента радиосигнала, определяемая исходя из требуемой достоверности приема информации.

При этом вероятность обеспечения радиосвязи с достоверностью не хуже допустимой $p(p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}})$ определяется на основе информации о плотности вероятности случайной величины $p_{\text{ош}}$ и допустимой вероятности ошибки приема элемента радиосигнала $p_{\text{ош доп}}$ следующим образом:

$$p(p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}}) = \int_0^{p_{\text{ош доп}}} \omega(p_{\text{ош}}) dp_{\text{ош}},$$

где $\omega(p_{\text{ош}})$ – плотность вероятности случайной величины $p_{\text{ош}}$.

С учетом зависимости вероятности ошибки приема элемента радиосигнала $p_{\text{ош}}$ от отношения мощности радиосигнала к мощности радиопомехи h_0^2 , а также от превышения уровня радиосигнала над уровнем радиопомех на входе радиоприемника $z = y - x$ вероятность обеспечения радиосвязи с достоверностью не хуже допустимой $p(p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}})$ определяется на основе информации о плотности вероятности случайной величины z и допустимого превышения уровня радиосигнала над уровнем радиопомех $z_{\text{доп}}$

$$p(p_{\text{ош}} \leq p_{\text{ош доп}}) = p(z \geq z_{\text{доп}}) = \int_{z_{\text{доп}}}^{\infty} \omega_z(z) dz,$$

где $\omega_z(z)$ – плотность вероятности случайной величины превышения уровня радиосигнала над уровнем радиопомех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Советов Б.Я., Яковлев С.А. Построение сетей интегрального обслуживания. Л.: Машиностроение. Ленингр. отд-ние, 1990. 332 с.

- [2] Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов.радио, 1970. 728 с.
- [3] Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. М.: Связь, 1972. 360 с.
- [4] Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Радио и связь, 1982. 304 с.
- [5] Кириллов Н.Е. Помехоустойчивая передача сообщений по линейным каналам со случайно изменяющимися параметрами. М.: Связь, 1971. 256 с.
- [6] Комарович В.Ф., Сосунов В.Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
- [7] Хворостенко Н.П. Статистическая теория демодуляции. М.: Связь, 1968. 335 с.

Методика оценивания защищенности радиоканала в условиях информационно-технического воздействия

С. В. Сирота¹, О. Б. Варсегов², П. В. Тимашов³
 Военно-космическая академия имени А.Ф. Можайского
¹bogs_s@mail.ru, ²varsegov.oleg@mail.ru, ³timashov_ilidan@mail.ru

Abstract. The paper deals with the issue of assessing the security of the radio channel in terms of information technology impact. The analysis of vulnerabilities, security threats, information and technical impacts of the enemy on the radio channel of the radio engineering complex. The technique of assessing the security of the radio channel of the radio engineering complex is proposed.

Keywords: information security; information technology impact; information warfare; methods; radio; radio complex

I. ВВЕДЕНИЕ

Принцип передачи данных по радиоканалам, связывающим удаленные радиотехнические системы радиотехнического комплекса (РТК) с наземным пунктом управления, включает в себе возможность несанкционированного подключения к точкам доступа. Кроме того развитие систем беспроводного доступа сопровождается усилением активности нарушителей, использующих уязвимости в построении систем передачи данных для реализации угроз информационной безопасности (ИБ) [1, 2].

Исходя из этого, использование в РТК каналов беспроводного доступа приводит к увеличению угроз ИБ и необходимости принятия упреждающих мер по обеспечению требуемого уровня безопасности информации, циркулирующей в сети, и сведению к минимуму возможного ущерба от действий нарушителя. Без обеспечения ИБ ни повышение скоростей передачи данных, ни расширение спектра предоставляемых услуг,

ни улучшение качества связи не смогут гарантировать эффективное функционирование системы управления.

Также, необходимо отметить, что ведущие зарубежные страны уделяют большое внимание стандартизации бортовых коммуникационных средств РТК, форматов данных, получаемых со всех источников информации, в том числе и датчиков, размещенных на РТК, а также защите этих данных. Наличие единых стандартов позволяет каждому члену НАТО или их союзникам доработать свои РТК для их совместного использования [3, 4]. Все это создает предпосылки к развитию информационной безопасности радиоканалов РТК.

Таким образом, ИБ радиоканала передачи информации РТК является важным условием существования и развития технологии беспроводной передачи данных, а также ее эффективного использования при решении задач управления. Данный факт требует разработки соответствующих подходов к оцениванию защищенности радиоканала передачи информации РТК.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ РАЗРАБОТКИ МЕТОДИКИ ОЦЕНИВАНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОКАНАЛА В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Известно, что информационная безопасность [5] радиоканала передачи информации представляет собой комплексный показатель качества функционирования РТК и отражает такое его состояние, при котором на требуемом уровне обеспечивается защищенность циркулирующей в беспроводных сетях комплекса информации от угроз

информационной безопасности. В свою очередь угрозы чаще всего реализуются в рамках ведения информационной борьбы.

Основное содержание информационной борьбы по отношению к РТК составляют два аспекта [5]:

- радиотехническая разведка (РТР) в интересах радиоэлектронной борьбы (РЭБ);
- информационно-техническое воздействие (ИТВ).

Первый аспект информационной борьбы по отношению к РТК, связанный с РТР и РЭБ, достаточно хорошо изучен. В работе рассматривается второй аспект, связанный с ИТВ.

В работе [6] приводится одно из определений ИТВ в общем смысле. Для радиоканала РТК оно будет звучать нижеследующим образом.

Информационно-техническое воздействие на радиоканал РТК – это основной поражающий фактор информационно-технического оружия (ИТО), представляющий собой воздействие либо на информационный ресурс, либо на саму систему или на средства получения, передачи, обработки, хранения и воспроизведения информации в ее составе с целью вызвать заданные структурные и/или функциональные изменения.

Средства информационно-технического воздействия – это средства, используемые в качестве ИТО или для защиты от него.

Информационной атакой называется средство ИТВ, используемое в качестве ИТО.

Атаки могут быть направлены на перехват управления, вывод из строя РТК, получение разведывательной информации или на оператора и взаимодействующие с ним системы [7].

Для обеспечения ИБ системы в условиях ИТВ необходимо знать текущее значение показателя ИБ системы и, если оно не удовлетворяет требованиям, принять меры по противодействию к информационным атакам. Исходя из этого постановка задачи разработки методики оценивания защищенности радиоканала передачи информации радиотехнического комплекса в условиях информационно-технического воздействия может быть представлена следующим образом:

Дано:

- k – число зафиксированных на интервале времени $[0, \tau]$ информационных атак нарушителя на радиоканал РТК;
- τ – время подготовки и проведения операции с применением РТК;
- K – максимальное число информационных атак нарушителя;
- t_1, t_2, \dots, t_k – моменты времени появления атак;

- $\alpha \in (0,1)$ – доля времени будущего значения τ , отводимого на устранение последствий успешных информационных атак нарушителя;
- $p_{\text{ниб}}$ – допустимое значение вероятности нарушения ИБ системы.

Ограничение: предполагается, что составляющая ИБ «показатель помехоустойчивости» удовлетворяет требованиям и составляет $P_{\text{ош./бит}} = 10^{-6} \dots 10^{-8}$.

Требуется: найти текущее значение показателя ИБ W в условиях информационно-технического воздействия с целью принятия упреждающих мер по обеспечению требуемого уровня безопасности информации, циркулирующей в сети, и сведению к минимуму возможного ущерба от действий нарушителя.

С математической точки зрения данная постановка задачи может быть представлена в виде следующего выражения:

$$W(k, \tau, p_{\text{ниб}}, T, \alpha, K) \Rightarrow W \xrightarrow{A} \text{opt}, \quad (1)$$

где T – множество моментов времени появления атак $T = \{t_1, t_2, \dots, t_k\}$;

A – алгоритм, реализующий упреждающие меры по обеспечению требуемого уровня безопасности информации, циркулирующей в сети, и сведению к минимуму возможного ущерба от действий нарушителя.

Необходимо отметить, что в работе не рассматривается вопрос построения алгоритма, реализующего упреждающие меры по обеспечению требуемого уровня безопасности информации, так как это является сложной научной задачей и является предметом отдельных исследований. Однако реализация данного алгоритма не возможна без определения текущего значения показателя ИБ W . Для решения поставленной задачи в работе предложена обобщенная методика оценивания защищенности радиоканала передачи информации радиотехнического комплекса в условиях информационно-технического воздействия.

III. МЕТОДИКА ОЦЕНИВАНИЯ ЗАЩИЩЕННОСТИ РАДИОКАНАЛА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В УСЛОВИЯХ ИНФОРМАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ

Обобщенная методика подготовки информации и вычисления текущего значения показателя ИБ системы включает в себя следующие этапы:

1. Фиксация на прошедшем интервале времени $[0, \tau]$ числа K информационных атак и моментов времени t_1, t_2, \dots, t_k их появления.
2. Вычисление интенсивности атак λ по формуле:

$$\lambda = \frac{1}{\bar{T}},$$

где \bar{T} определяется в соответствии с выражением:

$$\bar{T} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^{K-1} (t_{k+1} - t_k).$$

3. Определение текущего значения $p_{\text{НИБ}}$.

4. Назначение величины α как доли времени будущего значения τ , отводимой на устранение последствий успешных информационных атак противника.

5. Вычисление текущего значения показателя ИБ системы с помощью выражения:

$$W(\tau) = 1 - e^{-\tau(\lambda + \mu\alpha)} \sum_{k=1}^K \frac{(\lambda\tau)^k}{k!} (1 - (1 - p_{\text{НИБ}})^k)$$

Как было отмечено ранее представленная методика может быть применена для определения текущего значения показателя информационной безопасности W в условиях информационно-технического воздействия с целью принятия упреждающих мер по обеспечению требуемого уровня безопасности информации, циркулирующей в сети, и сведению к минимуму возможного ущерба от действий нарушителя.

При неудовлетворительном значении этого показателя администратор ИБ увеличивает величину α и проводит дополнительные мероприятия по увеличению значения вероятности $p_{\text{НИБ}}$. После этого этап 5 повторяется до получения приемлемого значения показателя ИБ на последующем интервале времени $[0, \tau]$ функционирования радиоканала РТК. Приведенные выше этапы 1–5 реализуются в процессе эксплуатации РТК. Первоначальное значение показателя ИБ формируется при испытаниях РТК и учениях с его использованием.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В настоящее время вопрос осуществления информационной безопасности радиоканалов РТК является актуальной научной задачей, и требует разработки соответствующего научно-методического аппарата (НМА). Представленная в работе методика оценивания защищенности радиоканала РТК может быть применена для определения текущих значений показателя W в рамках разработки данного НМА. Также авторами проведен анализ уязвимостей, угроз безопасности, информационно-технических воздействий противника на радиоканал РТК.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Устинов Г.Н. Основы информационной безопасности систем и сетей передачи данных: учеб. пособие. М.: Синтег, 2000. 248 с.
- [2] Минаев В.А., Саблин В.Н. Теоретические основы информатики и информационная безопасность: учеб. пособие. М.: Радио и связь, 2000. 468 с.
- [3] IEEE: Engineering 360 [Электронный ресурс] // Standards Library [сайт]. – URL: <https://standards.globalspec.com/std/1605776/nato> (дата обращения: 30.04.2018).
- [4] Слюсар В.А. Передача данных с борта БПЛА: стандарты НАТО. М.: Электроника: наука, технология, бизнес, 2010. №3. С. 80–86.
- [5] Корниенко А.А., Мальцев Г.Н., Штанько С.В. Информационная безопасность управления КА: учеб. пособие. СПб.: ВКА им. А.Ф. Можайского, 2007. 200 с.
- [6] Макаренко С.И. Информационное противоборство и радиоэлектронная борьба в сетевых войнах начала XXI века: моногр. СПб.: Научное издание, 2017. 546 с.
- [7] Королев И.Д., Мухортов В.В. Защита беспилотных летательных аппаратов от внешних программно-аппаратных воздействий // Наука вчера, сегодня, завтра: сб. ст. по материалам XXXII международной научно-практ. конф. Королев, 2016. № 3 (25). С. 87–94.

Методика расчета радиолинии между абонентской радиостанцией и высокоподнятой станцией радиодоступа специального назначения

В. И. Калинин, И. В. Лемешко

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого
zursmansor@mail.ru

Abstract. The proposed method allows to obtain results that can be used for better planning and organization with the use of special-purpose radio access systems. This technique is based on the use of models of Hata and Hata-Davidson.

Keywords: radio access system; subscriber radio station; radio access station; Hata model; Hata-Davidson model

Необходимость разработки такой методики обусловлена потребностью в инструменте, который бы позволил произвести планирование и организацию радиосвязи с использованием систем радиодоступа специального назначения, адекватные сложившейся боевой обстановке, с учетом имеющегося технического ресурса, условий функционирования, в особенности местности, на которой необходимо обеспечить связь. Актуальность разработки такой методики обусловлена как имеющимися военными и террористическими угрозами, так и всё большим внедрением в силовые структуры техники радиосвязи, использующей современные технологии, и позволяющей организовывать высокоэффективные и защищённые системы связи.

Современные системы радиодоступа специального назначения работают в верхней части метрового, нижней части дециметрового диапазонов волн. Поэтому, исходя из проведенного анализа, для низкорасположенных (до 200 метров) станций радиодоступа и условий:

$$150 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц}; \\ h_{\text{СРД}} \leq 200 \text{ м}; h_{\text{АС}} \leq 1,5 \text{ м}; 1 \leq r \leq 20 \text{ км},$$

где f – рабочая частота; $h_{\text{СРД}}$ – высота подъёма антенны станции радиодоступа (СРД); $h_{\text{АС}}$ – высота подъёма антенны абонентской радиостанции (АС); r – расстояние между АС и СРД,

целесообразно применять модель Хата [1, 2], а для высокоподнятых (от 30 метров до 300 километров) и условий:

$$30 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц}; \\ 30 \text{ м} \leq h_{\text{СРД}} \leq 1000 \text{ м}; 3 \leq r \leq 300 \text{ км},$$

целесообразно применять модель Хата-Дэвидсона [1].

Отметим, что вариантов разработки методики расчета указанной радиолинии может быть несколько, в зависимости от имеющихся исходных данных, условий функционирования системы радиодоступа и решаемых задач. Такими вариантами, в частности, могут быть:

- определение надёжности связи;
- определение дальности связи;
- определение требуемого значения мощности передатчика (типа радиостанции)
- и другие.

Геометрическая модель зоны обслуживания (ЗО) СРД, представлена на рис. 1. Данная модель использует всенаправленные антенны СРД и АС, мощность излучения передатчика, скорость передачи сообщений, вид сигнала и режим работы считаются постоянными.

Из рис. 1. видно, что СРД располагается в точке A на высоте $h_{\text{СРД}}$ над центром ЗО СРД O , радиусом R_0 . В ЗО СРД в точке b располагается АС на расстоянии r от СРД и, соответственно, r_0 от центра ЗО - проекции точки подъёма СРД.

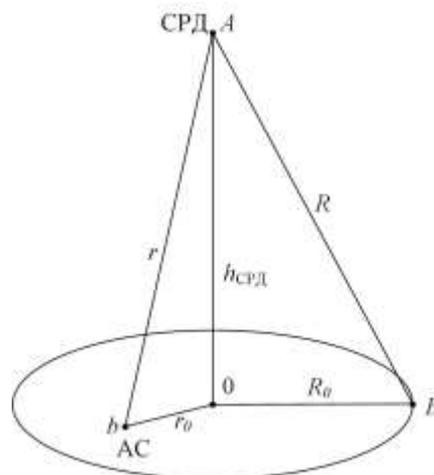


Рис. 1. Графическая интерпретация модели ЗО СРД, расположенной на высокоподнятой платформе

Ниже приведена методика для определения уровня сигнала на входе приёмника СРД $P_{\text{спрм}}$ при заданной высоте $h_{\text{СРД}}$ и рабочей частоте f , что в конечном результате позволит определить возможность приёма сигнала, т. е. наличия связи.

Исходными данными для расчетов являются:

- $P_{\text{АС}}$ – мощность передатчика АС;
- $B_{\text{СРД}}$ – ослабление в антенно-фидерных цепях СРД;
- $B_{\text{АС}}$ – ослабление в антенно-фидерных цепях АС;
- $G_{\text{СРД}}$ – коэффициент усиления антенны СРД;
- $G_{\text{АС}}$ – коэффициент усиления антенны АС;
- $h_{\text{СРД}}$ – высота подъёма антенны СРД;
- $h_{\text{АС}}$ – высота подъёма антенны АС;
- f – рабочая частота;
- $P_{\text{СРД}}$ – чувствительность приёмника СРД.

Таким образом, изменяя значение расстояния между АС и СРД r , в результате получим значение уровня сигнала на входе приемника СРД $P_{\text{спрм}}$.

При этом учитываются следующие ограничения:

- согласно модели Хата [1, 2]:

$$150 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц};$$

$$h_{\text{СРД}} \leq 200 \text{ м}; h_{\text{АС}} \leq 1,5 \text{ м}; 1 \leq r \leq 20 \text{ км},$$

- согласно модели Хата-Дэвидсона [1]:

$$30 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц};$$

$$30 \text{ м} \leq h_{\text{СРД}} \leq 1000 \text{ м}; 3 \leq r \leq 300 \text{ км}.$$

Расчетные соотношения, необходимые для расчетов представлены ниже:

1. Коэффициенты модели Хата [1, 2]:

$$A = 69.55 + 26.16 \cdot \lg(h_{\text{СРД}}) - a;$$

$$B = 44.9 - 6.55 \cdot \lg(h_{\text{СРД}});$$

$$C = 2 \cdot \left(\lg \frac{f}{28} \right)^2 + 5,4;$$

$$D = 4.78 \cdot (\lg f)^2 - 19.33 \cdot \lg f + 40.94.$$

В нашем случае коэффициент a рассчитывается не будет, поскольку он является поправочным по высоте абонентской станции. Мы же считаем, что от стандартной расчётной высоты модели Хата она не будет отличаться.

2. Потери согласно модели Хата [1, 2]:

- для города:

$$L_{\text{H}} = A + B \cdot \lg r - C;$$

- для среднепересеченной местности:

$$L_{\text{H}} = A + B \cdot \lg r - D.$$

3. Корректировка потерь для высокоподнятых объектов согласно модели Хата-Дэвидсона [1]:

- в случае, если $20 < r \leq 64.36$:

$$L_{\text{HD}} = L_{\text{H}} + 10.5 \cdot \lg \frac{400}{h_{\text{СРД}}} \cdot (r - 20);$$

- в случае, если $64.36 < r \leq 300$:

$$L_{\text{HD}} = L_{\text{H}} - 0.28 \cdot (r - 64.36);$$

- в случае, если $r > 300$:

$$L_{\text{HD}} = L_{\text{H}} - 4.7 \cdot \left| \lg \frac{6.2}{r} \right| \cdot \left(\frac{h_{\text{СРД}} - 300}{600} \right).$$

4. Уровень сигнала на входе приёмника [2]:

$$P_{\text{спрм}} = P_{\text{АС}} + G_{\text{СРД}} + G_{\text{АС}} + B_{\text{СРД}} + B_{\text{АС}} - L,$$

при этом $L = L_{\text{H}}$ при $h_{\text{СРД}} \leq 200 \text{ м}$, и $L = L_{\text{HD}}$ при $200 < h_{\text{СРД}} \leq 1000 \text{ м}$.

Последовательность расчетов следующая:

- сначала рассчитываются потери согласно модели Хата;
- в том случае, если высота подъёма антенны станции радиодоступа $h_{\text{СРД}}$ превышает 200 м, дополнительно рассчитываются потери согласно модели Хата-Дэвидсона;
- определив соответствующие потери в радиолинии, рассчитывается уровень сигнала на входе приёмника СРД $P_{\text{спрм}}$.

Полученное значение сравнивается со значением чувствительности приемника СРД. В том случае, если значение уровня сигнала на входе приёмника превышает или равно значению чувствительности, делается вывод о возможности устойчивой и достоверной связи. В противном случае связь с заданным качеством не может быть обеспечена.

В качестве примера приведём результаты расчётов, выполненных с использованием следующих исходных данных:

1. Используемый режим связи – TETRA DMO на фиксированной частоте. Технология доступа – TDMA.

2. Энергетические соотношения в канале связи обычно определяются меньшим значением мощности

передатчиков корреспондентов. В нашем случае они равны, поэтому в качестве исходных данных выбираем $P_{AC} = 1 \text{ Вт}$.

3. $B_{СРД} = B_{AC} = -2 \text{ дБ}$;

4. $G_{СРД} = G_{AC} = 2 \text{ дБ}$;

5. Высота подъёма антенны СРД будет приниматься разной для наглядности приводимых исследований:

- $h_{СРД1} = 18 \text{ м}$ – соответствующая средней высоте пятиэтажного дома;
- $h_{СРД2} = 100 \text{ м}$ – соответствующая высоте высотного дома в крупном городе;
- $h_{СРД3} = 200 \text{ м}$ – соответствующая высоте барражирующего беспилотного летательного аппарата (БПЛА) или малоподвижного аэростата;
- $h_{СРД4} = 500 \text{ м}$ – соответствующая высоте барражирующего БПЛА или малоподвижного аэростата;
- $h_{СРД5} = 1000 \text{ м}$ – соответствующая высоте барражирующего БПЛА или малоподвижного аэростата.

6. $h_{AC} = 1,5 \text{ м}$;

7. Значение рабочей частоты также будет приниматься различным, чтобы придать результатам исследования большей объективности:

$f_1 = 30 \text{ МГц}$; $f_2 = 100 \text{ МГц}$; $f_3 = 300 \text{ МГц}$; $f_4 = 520 \text{ МГц}$;

8. Чувствительность приёмника АС:

- $P_{СРД1} = -112 \text{ дБм}$ – при нормальных условиях;
- $P_{СРД2} = -106 \text{ дБм}$ – при воздействии дестабилизирующих факторов;

9. Тип местности – среднепересеченная. То есть, при расчетах параметр неровности местности принимается $\Delta h \leq 25 \text{ м}$.

Далее, на основе этих исходных данных, используя расчётные соотношения, представленные выше, получим результаты, которые изобразим графически в виде кривых зависимостей уровня сигнала на входе приемника $P_{с\text{прм}}$ от расстояния между АС и СРД r (рис. 2–5). При этом ось абсцисс пролегает по уровню чувствительности приёмника при нормальных условиях работы, а ось ординат, соответственно, ограничивается им как минимально возможным значением. Также на графиках пунктиром отображен уровень чувствительности приёмника при воздействии дестабилизирующих факторов.

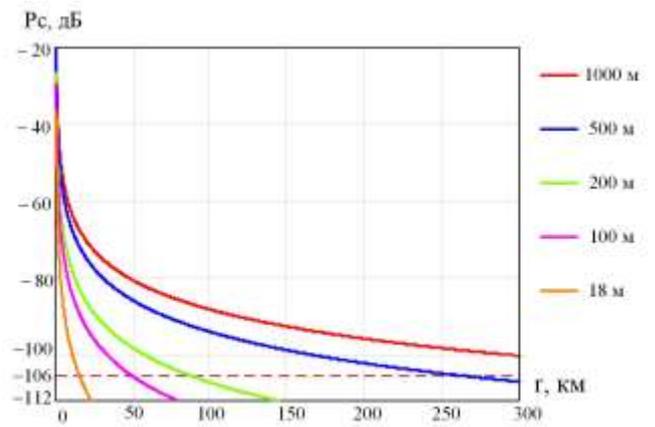


Рис. 2. Графики зависимости уровня сигнала на входе приемника $P_{с\text{прм}}$ от расстояния между АС и СРД r при использовании рабочей частоты $f_1 = 30 \text{ МГц}$

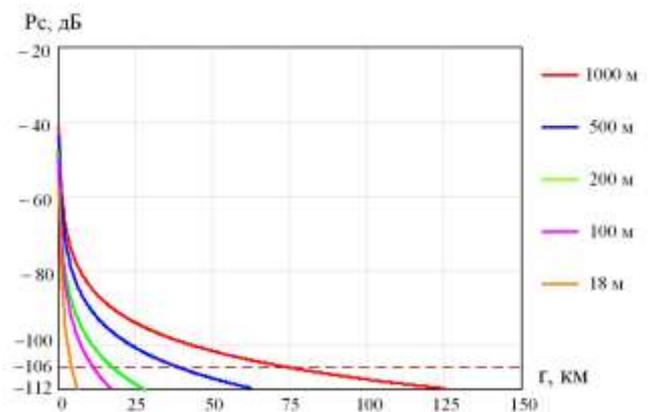


Рис. 3. Графики зависимости уровня сигнала на входе приемника $P_{с\text{прм}}$ от расстояния между АС и СРД r при использовании рабочей частоты $f_2 = 100 \text{ МГц}$

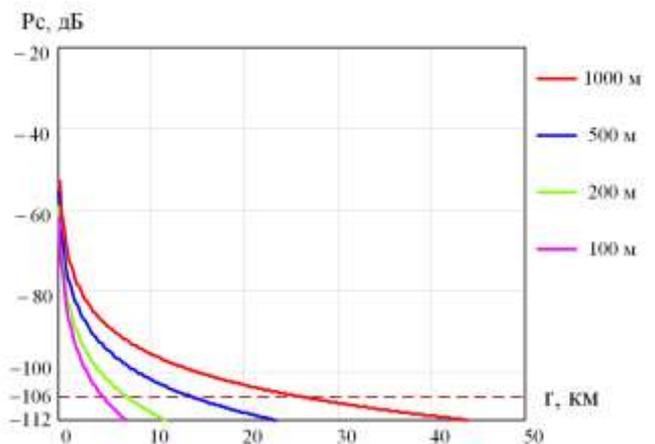


Рис. 4. Графики зависимости уровня сигнала на входе приемника $P_{с\text{прм}}$ от расстояния между АС и СРД r при использовании рабочей частоты $f_3 = 300 \text{ МГц}$

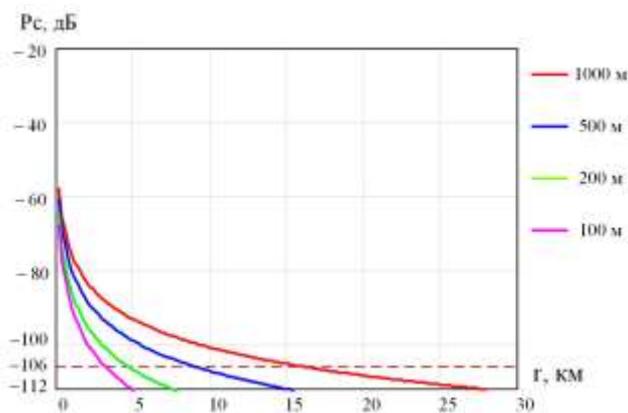


Рис. 5. Графики зависимости уровня сигнала на входе приемника $P_{с\text{прм}}$ от расстояния между АС и СРД r при использовании рабочей частоты $f_1 = 520$ МГц

Из полученных зависимостей можно сделать закономерные выводы. Во-первых, чем больше высота подъема СРД, тем больше дальность связи. Это объясняется уменьшением влияния земли и местности на энергетику электромагнитной волны. Во-вторых, с ростом частоты уменьшается дальность связи, что также

закономерно объясняется известным фактом роста затухания при увеличении номинала рабочей частоты.

Также, очевидно, что дальность связи снижается при ухудшении порога чувствительности приемника.

На рис. 4 и 5 не представлены зависимости при высоте поднятия антенны СРД $h_{\text{СРД1}} = 18$ м, поскольку полученные результаты выходят за рамки ограничений модели Хата.

Главный же вывод, который позволяют сделать расчеты при использовании предлагаемой методики, это значительное увеличение дальности связи при установке СРД на высокоподнятую платформу.

Используя представленную методику и подобные расчёты, возможно получить результаты, которые могут быть использованы для более качественного планирования связи с использованием систем радиодоступа специального назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Модели распространения радиоволн. URL: <http://telecomproject.tripod.com/mod.htm> (дата обращения: 01.04.2019).
- [2] Савицкий О.К., Хилько В.О. Система цифровой транкинговой радиосвязи TETRA: Учеб. пособие. СПб.: ВАС, 2006. 276 с.

Методика расчета радиолинии с ретрансляцией дециметрового диапазона в системах связи специального назначения

В. И. Калинин, В. Б. Пажель

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого
zursmansor@mail.ru

Abstract. This technique allows us to calculate the value of the probability of communication in the radio line of the decimeter range in special purpose communication systems with retransmission, the use which is an urgent issue at the moment. Thus, this technique will allow more accurately and qualitatively to make planning of communication of a special purpose.

Keywords: radio link; retransmission; UHF band; probability of correlation; the Okamura-Hata model

Средства радиосвязи, поступающие в последние годы в различные силовые структуры Российской Федерации, построены с использованием различных современных технологий и в многом отличаются от радиосредств предыдущих поколений. Речь идёт, в первую очередь, о радиосредствах дециметрового диапазона волн, системах радиодоступа. Поэтому используемые ранее методики не

всегда могут быть применимы для расчета радиолиний специального назначения с использованием этих средств.

Для того чтобы качественно провести планирование связи, необходимо учитывать не только технические характеристики средств связи и предъявляемые общие требования, но и условия в которых функционируют линии радиосвязи специального назначения, а также специальные требования. Вероятность связи, как наиболее общий показатель достоверной передачи информации, не всегда будет равен указанному в технической документации значению. Кроме того, необходимо учитывать, что вероятность связи между двумя абонентскими станциями, работающими через станцию радиодоступа, не будет равной вероятности связи между ними при работе непосредственно друг с другом.

В свете вышеизложенного актуальной становится задача по разработке методики расчета вероятности связи в радиолинии дециметрового диапазона с ретрансляцией. При этом, в качестве такой радиолинии могут рассматриваться как системы, использующие в качестве ретранслятора такую же радиостанцию, что и абонентская, так и системы радиодоступа, где станция радиодоступа может рассматриваться как ретранслятор.

Вероятность связи в такой радиолинии при независимых медленных замираниях равна произведению надежностей связи, вычисленных для каждого из пролетов в один и тот же физический час [1]:

$$P_N = \prod_{i=1}^N P_i,$$

где P_i – вероятность связи в i -м участке.

Таким образом, в радиолинии с однократной ретрансляцией, при $N = 2$, вероятность связи будет определяться как:

$$P_{сво} = P_{св1} \cdot P_{св2}, \quad (1)$$

где $P_{св1}$ – вероятность связи в первом участке (интервале);

$P_{св2}$ – вероятность связи в первом участке (интервале).

Соответственно, если согласно требованиям значение вероятности связи должно быть 0,9, то это касается вероятности связи во всей радиолинии. Отсюда логично заключить, что для достижения данного показателя вероятность связи в одном из участков должна быть больше указанного значения.

На рис. 1. представлены графики зависимостей вероятности связи в одном интервале от вероятности связи в другом, при заданном значении вероятности связи во всей радиолинии.

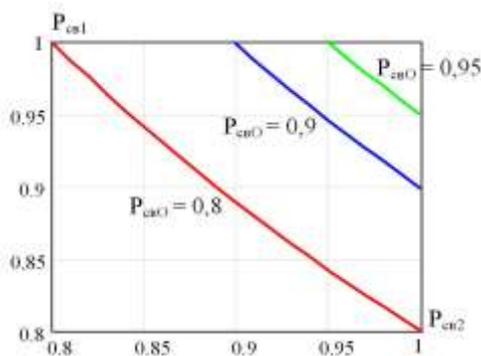


Рис. 1. Взаимная зависимость вероятностей связи в участках радиолинии с ретрансляцией при общей заданной вероятности

Данные графики построены с использованием формулы (1). Из них видно, что для того чтобы обеспечить вероятность связи в радиолинии с ретрансляцией, например равную 0,9, значения вероятностей связи в отдельных её участках должны быть, например $P_{св1} = 0,95$,

$P_{св2} = 0,947$ или $P_{св1} = 0,92$, $P_{св2} = 0,978$. На первый взгляд величины могут показаться значительными и труднодостижимыми. Однако, не стоит забывать, что мы имеем дело с радиосредствами, работающими в дециметровом диапазоне. А они, в свою очередь, обладают высокими технологиями помехозащиты (например, помехоустойчивое кодирование), что и дает, в результате, достаточно высокие значения вероятности связи.

$P_{сви}$ рассчитывается по известной формуле [2]:

$$P_{св1(2)} = F(\xi_{1(2)}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\xi_{1(2)}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt, \quad (2)$$

где $\xi = (\bar{z} - z_{доп}) / \sigma_z$ – некоторый расчетный параметр,

\bar{z} – превышение среднего уровня сигнала над средним уровнем помехи,

$z_{доп}$ – минимальное допустимое значение превышение среднего уровня сигнала над средним уровнем помехи,

σ_z – среднеквадратическое (стандартное) отклонение величины z .

При этом σ_z – статистическая величина, $z_{доп}$ определяется в зависимости от вида сигнала и заданной вероятности ошибки $p_{ош}$.

Итак, предлагаемая методика позволяет определить общую вероятность связи в радиолинии с ретрансляцией дециметрового диапазона волн, в зависимости от отдаления корреспондентов от ретранслятора. При помощи графиков, которые будут построены в результате использования настоящей методики, возможно решение обратной задачи, а именно – определение максимальной дальности расположения радиостанций корреспондентов (КС) от ретранслятора (РТР), при заданной величине требуемой обеспечиваемой вероятности связи.

Исходными данными являются:

- $P_{КС}$ – мощность передатчика КС;
- $B_{РТР}$ – ослабление в антенно-фидерных цепях РТР;
- $B_{КС}$ – ослабление в антенно-фидерных цепях КС;
- $G_{РТР}$ – коэффициент усиления антенны РТР;
- $G_{КС}$ – коэффициент усиления антенны КС;
- $h_{РТР}$ – высота подъёма антенны РТР;
- $h_{КС}$ – высота подъёма антенны КС;
- f – рабочая частота;
- r_1 – удаление КС первого корреспондента от РТР;
- r_2 – удаление КС второго корреспондента от РТР;

- V_b – битовая скорость передачи сообщения;
- $p_{\text{ош}}$ – вероятность ошибки на бит допустимая;
- тип местности;
- вид сигнала.

Ограничения, которые необходимо учитывать при использовании методики, определяются ограничениями модели Окамуры-Хата [2, 3]:

$$150 \text{ МГц} \leq f \leq 1500 \text{ МГц};$$

$$h_{\text{срд}} \leq 200 \text{ м}; h_{\text{АС}} \leq 1,5 \text{ м}; 1 \leq r \leq 20 \text{ км}.$$

Расчетные соотношения, необходимые для использования методики будут представлены ниже, при приведении последовательности расчетов.

К справочным величинам, необходимым для расчетов, можно отнести постоянную Больцмана. Её значение, выраженное в децибелах, составляет минус 198.6. Также необходимо будет знать температуру внутренних шумов приёмника, принимаем это значение равное $t^\circ\text{C} = 30^\circ\text{C}$.

При производстве расчетов, необходимо использовать следующую последовательность:

1. Определить коэффициенты модели Окамуры-Хата [2, 3]:

$$A = 69.55 + 26.16 \cdot \lg(h_{\text{РТР}}) - a;$$

$$B = 44.9 - 6.55 \cdot \lg(h_{\text{РТР}});$$

$$C = 2 \cdot \left(\lg \frac{f}{28} \right)^2 + 5,4;$$

$$D = 4.78 \cdot (\lg f)^2 - 19.33 \cdot \lg f + 40.94.$$

Коэффициент a рассчитывать не будем, потому что он является поправочным по высоте корреспондентской станции. Мы же считаем, что от стандартной расчётной высоты модели Хата она не будет отличаться.

2. Определяются потери согласно модели Окамуры-Хата в каждом из интервалов радиолинии [2, 3]:

- для города:

$$L_H = A + B \cdot \lg r - C;$$
- для среднепересеченной местности:

$$L_H = A + B \cdot \lg r - D.$$

3. Величина мощности передатчика каждой КС переводится в децибелы:

$$P_{\text{КС[дБ]}} = 10 \cdot \lg P_{\text{КС}}.$$

4. Определяется уровень сигнала от каждой КС на входе приёмника РТР в децибелах [2]:

$$P_{\text{спрм}} = P_{\text{КС}} + G_{\text{РТР}} + G_{\text{КС}} + B_{\text{РТР}} + B_{\text{КС}} - L.$$

5. Переводим температуру внутренних шумов приемника в Кельвины:

$$tK = t^\circ\text{C} + 273.$$

6. Определяем спектральную плотность шума в децибелах [4]:

$$N_0 = -228.6 + 10 \lg tK.$$

7. Из формулы [5]

$$h^2 = \frac{P_c \cdot T_b}{N_0} = \frac{P_c}{N_0 \cdot V_b}$$

определяем требуемое соотношение сигнал/шум для каждого участка, выраженное в децибелах:

$$\bar{z} = P_{\text{АС[дБ]}} - N_0 - 10 \lg V_b.$$

8. Затем определяется допустимое соотношение сигнал/шум в децибелах, например, для сигнала ОФТ при некогерентном приеме в условиях релейских замираний [2]:

$$z_{\text{доп}} = 10 \cdot \lg \left(\frac{1}{2 \cdot p_{\text{ош}}} - 1 \right).$$

9. Определяется расчетный параметр вероятности связи для каждого участка [2]:

$$\xi = (\bar{z} - z_{\text{доп}}) / \sigma_z.$$

10. Рассчитывается вероятность связи в каждом интервале по формуле (2).

11. Рассчитывается общая вероятность связи в радиолинии по формуле (1).

Затем полученное значение $P_{\text{сво}}$ сравнивается с требуемой величиной вероятности связи, и делается вывод о выполнении или невыполнении условий связи с заданной вероятностью.

В случае, если полученная величина $P_{\text{сво}}$ меньше заданной, делается вывод об изменении исходных данных, например уменьшении скорости передачи сообщений, увеличении мощности передатчика, изменении рабочей частоты, или, как в нашем случае, уменьшения дальности связи.

Приведем пример расчета вероятности связи в радиолинии с ретрансляцией дециметрового диапазона волн согласно предлагаемой методике с использованием следующих исходных данных:

1. $B_{\text{РТР}} = B_{\text{КС1,2}} = -2 \text{ дБ};$
2. $G_{\text{РТР}} = G_{\text{КС1,2}} = 2 \text{ дБ};$
3. $h_{\text{РТР}} = 30 \text{ м};$
4. $h_{\text{КС1,2}} = 1,5 \text{ м};$

5. Значение рабочей частоты будет приниматься различным, чтобы придать результатам большей наглядности:

$$f_1 = 150 \text{ МГц}; f_2 = 300 \text{ МГц}; f_3 = 520 \text{ МГц};$$

6. Значения удалений КС от РТР r_1 и r_2 будут изменяться для того, чтобы показать возможные варианты соотношений между ними, для обеспечения вероятности связи $P_{сво}$ не менее требуемого значения.

$$7. V_b = 7,2 \text{ кбит/с};$$

$$8. p_{ош} = 10^{-5};$$

9. Местность среднепересеченная, таким образом, параметр неровности местности принимается $\Delta h \leq 25 \text{ м}$.

10. Вид сигнала – DBPSK.

Используя представленные выше расчетные соотношения и справочные материалы, проведя расчеты в указанной последовательности с помощью программного средства MathCad, получим результаты, которые представим в графическом виде (рис. 2–4).

На оси абсцисс откладывается расстояние от КС второго корреспондента до РТР r_2 . На оси ординат – общая вероятность связи в радиолинии с ретрансляцией $P_{сво}$. Указанные зависимости приведены при различных фиксированных значениях расстояния от КС первого корреспондента до РТР r_1 .

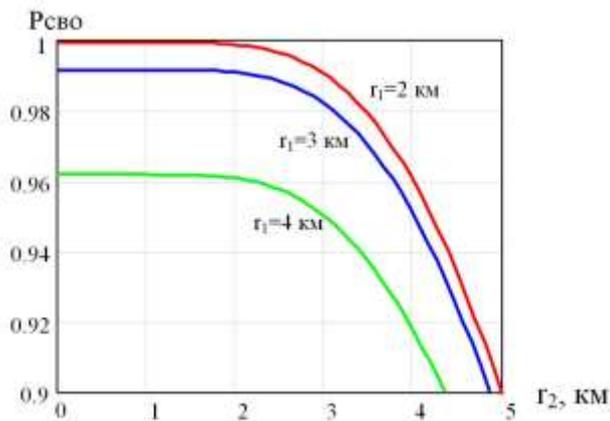


Рис. 2. Графики зависимости общей вероятности связи в радиолинии с ретрансляцией $P_{сво}$ от расстояний между КС и РТР r_1 и r_2 при использовании рабочей частоты $f_1 = 150 \text{ МГц}$

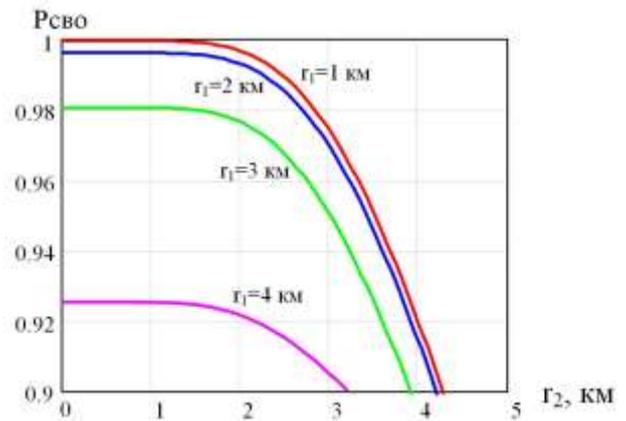


Рис. 3. Графики зависимости общей вероятности связи в радиолинии с ретрансляцией $P_{сво}$ от расстояний между КС и РТР r_1 и r_2 при использовании рабочей частоты $f_2 = 300 \text{ МГц}$

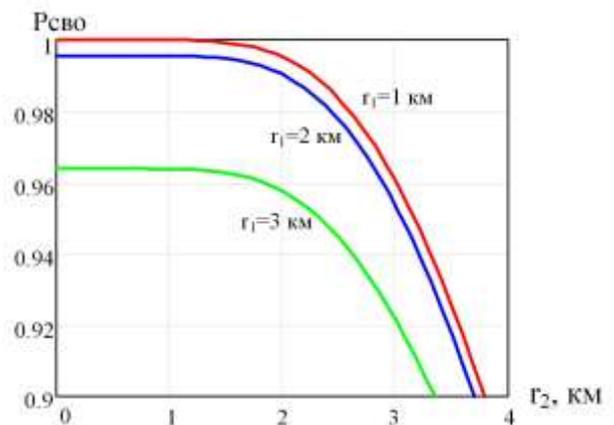


Рис. 4. Графики зависимости общей вероятности связи в радиолинии с ретрансляцией $P_{сво}$ от расстояний между КС и РТР r_1 и r_2 при использовании рабочей частоты $f_3 = 520 \text{ МГц}$

Полученные графические зависимости позволяют определить на каком расстоянии от РТР должны находиться КС обоих корреспондентов для обеспечения требуемой вероятности связи.

Так, например, при заданной вероятности $P_{сво} = 0,9$, удаления КС корреспондентов при работе на частоте $f_3 = 520 \text{ МГц}$ должны составлять: $r_1 = 3 \text{ км}$ и $r_2 \approx 3,3 \text{ км}$, или $r_1 = 2 \text{ км}$ и $r_2 \approx 3,7 \text{ км}$, или $r_1 = 1 \text{ км}$ и $r_2 \approx 3,8 \text{ км}$.

Также эти графические зависимости позволяют решить обратную задачу – определить общую вероятность связи между двумя КС, работающими через РТР, при определенных расстояниях КС обоих корреспондентов от РТР.

Например, на рабочей частоте $f_2 = 300 \text{ МГц}$ при удалении КС первого корреспондента от РТР на расстояние $r_1 = 3 \text{ км}$; удалении КС второго

корреспондента от РТР $r_2 = 3$ км, общая вероятность связи составит около $P_{сво} = 0,95$.

На рабочей частоте $f_1 = 150$ МГц при удалении КС первого корреспондента от РТР на расстояние $r_1 = 2$ км; удалении КС второго корреспондента от РТР $r_2 = 4$ км, общая вероятность связи составит около $P_{сво} = 0,96$.

Настоящая методика позволяет рассчитать значение вероятности связи в радиолинии дециметрового диапазона в системах связи специального назначения с ретрансляцией, применение которых является актуальным вопросом в настоящий момент. Тем самым эта методика

позволит более точно и качественно произвести планирование связи специального назначения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [3] Вентцель Е.С. Теория вероятностей. М.: Издательский центр «Академия», 2005. 576 с.
- [4] Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. М.: Радио и связь. 2000 г. 520 с.
- [5] Весоловский Кшиштоф. Системы подвижной радиосвязи. / Пер. с польск. И.Д. Рудинского; Под. ред. А.И. Ледовского. М.: Горячая линия – Телеком, 2006. 536 с.
- [6] Песков С.Н., Ищенко А.Е. Расчет вероятности ошибки в цифровых каналах связи. 2010. СПб.: «Теле-Спутник», ноябрь 2010.
- [7] Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 718 с.

Оценка эффективности функционирования линии декаметровой радиосвязи при передаче одиночных сообщений фиксированного объёма по составному радиоканалу

А. Д. Лунёв

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого

Abstract. The conditions of functioning of a composite radio link of a radio communication network are considered. Proposed methods to evaluate probabilistic and time characteristics of a single transmission message of a fixed volume in a composite radio decameter range when using circuit switching.

Keywords: radio network; shortwave range; flexible radio link; the distribution function of the transmission time of the message; channel switching

Важной особенностью построения и функционирования автоматизированной сети радиосвязи является широкое использование для передачи сообщений между автоматизированными радиостанциями как прямых, так и составных радиолиний, образованных с помощью радиостанций-ретрансляторов. Применение в автоматизированных сетях радиосвязи составных радиолиний вызывает необходимость разработки методического аппарата определения временных характеристик передачи сообщений при реализации на радиостанции-ретрансляторе различных методов коммутации. При этом наиболее распространёнными методами коммутации при передаче информации по составной радиолинии декаметрового диапазона являются: постоянная коммутация (ПК), коммутация каналов (КК), коммутация сообщений (КС).

Будем считать, что между радиостанцией отправителем и радиостанцией-получателем автоматизированной сети радиосвязи образована двузвенная составная радиолиния с использованием одного радиостанции-ретранслятора. При этом передача сообщения в составной радиолинии предусматривает установление радиосвязи с корреспондентом и передачу сообщения по декаметровому радиоканалу. Предположим, что сообщения, поступающие на радиостанцию-отправитель для отправки радиостанции-получателю поступают в формализованном виде и имеют фиксированный объём V_c . Для сообщений фиксированного объёма функция распределения длительности передачи по идеальному каналу имеет вид [1]

$$F_{T_c}(t) = \begin{cases} 0 & \text{при } t < T_c \\ 1 & \text{при } t \geq T_c \end{cases}, \quad (1)$$

где T_c – время непрерывной передачи сообщения объёмом V_c с постоянной технической скоростью C_T при этом ($T_c = V_c / C_T$).

В случае использования при образовании составной радиолинии метода постоянной коммутации (ПК) для передачи сообщения создаётся заранее подготовленный составной радиоканал. Тогда общее время передачи

одинокое сообщение в направлении связи будет иметь вид [2]

$$T_{\text{пер СРЛ ПК}} = T_{\text{уст}} + T_{\text{пер СРК}}, \quad (2)$$

где $T_{\text{уст}}$ – длительность установления радиосвязи; $T_{\text{пер СРК}}$ – время передачи сообщения по заранее подготовленному составному радиоканалу.

Принимая во внимание то, что величины $T_{\text{уст}}$ и $T_{\text{пер СРК}}$ являются независимыми и случайными, функция распределения времени передачи сообщений при постоянной коммутации $F_{T_{\text{пер СРЛ ПК}}}(t)$ может быть найдена по известным функциям распределения времени передачи сообщения по составному радиоканалу $F_{T_{\text{пер СРК}}}(t)$ времени установления $F_{T_{\text{уст}}}(t)$ согласно правилу свёртки

$$F_{T_{\text{пер СРЛ ПК}}}(t) = \int_0^t F_{T_{\text{уст}}}(t-\tau) * \omega_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau) d\tau \quad (3)$$

где $\omega_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau) = dF_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau)$ – плотность вероятности времени передачи сообщения по заранее подготовленному каналу.

Функцию распределения времени передачи сообщения по составному радиоканалу $F_{T_{\text{пер СРК}}}(t)$ определим следующим образом [1]

$$F_{T_{\text{пер СРК}}}(t) = P_0 + P_1 [1 - A \exp(-\lambda_{\text{п}} t)], \quad t \geq T_c \quad (4)$$

где $A = \exp(\lambda_{\text{п}} T_c)$, $\lambda_{\text{п}} = 1/\bar{\tau}_{\text{п}}$, $\bar{\tau}_{\text{п}}$ – средняя длительность интервалов работы радиолинии с требуемым качеством связи, а P_k ($k=0,1$) – вероятности появления ровно k перерывов связи за время передачи сообщения в составной радиолинии.

Функция распределения $F_{T_{\text{пер СРК}}}(t)$ является непрерывной при $t \geq T_c$ и имеет единственный скачок в точке T_c . Поэтому плотность распределения времени передачи сообщения представим следующим образом

$$\omega_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau) = \frac{d}{d\tau} \{ [F_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau)] e(\tau - T_c) \}, \quad (5)$$

где $e(\tau - T_c)$ – единичная функция со свойствами

$$e(\tau - T_c) = \begin{cases} 0 & \text{при } \tau < T_c \\ 1 & \text{при } \tau \geq T_c \end{cases},$$

$$\frac{d}{d\tau} e(\tau - T_c) = \delta(\tau - T_c),$$

где $\delta(\tau - T_c)$ – дельта-функция.

Выполнив операцию дифференцирования функции $F_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau)$ с учётом добавочных условий, получаем

$$\omega_{T_{\text{пер СРК}}}(\tau) = P_0 \delta(\tau - T_c) + P_1 \lambda_{\text{п}} A \exp(-\lambda_{\text{п}} \tau), \quad (6)$$

Время установления связи между двумя корреспондентами является случайной величиной и изменяется под влиянием многих факторов. Будем считать, что данная случайная величина изменяется по экспоненциальному закону

$$F_{T_{\text{уст}}}(t) = 1 - \exp(-\lambda_{\text{уст}} t), \quad (7)$$

где $\lambda_{\text{уст}} = 1/\bar{\tau}_{\text{уст}}$, $\bar{\tau}_{\text{уст}}$ – среднее время установления связи.

Подставляя выражения (6), (7) в (3), получаем окончательное выражение для функции распределения времени передачи одиночного сообщения по составной радиолинии при использовании постоянной коммутации

$$F_{T_{\text{пер СРЛ ПК}}}(t) = P_0 - P_0 \exp[\lambda_{\text{уст}}(T_c - t)] + P_1 - P_1 \exp[\lambda_{\text{п}}(T_c - t)] - \frac{P_1 \lambda_{\text{п}} \exp[\lambda_{\text{п}}(T_c - t)]}{\lambda_{\text{уст}} - \lambda_{\text{п}}} + \frac{P_1 \lambda_{\text{п}} \exp[\lambda_{\text{уст}}(T_c - t)]}{\lambda_{\text{уст}} - \lambda_{\text{п}}}, \quad t \geq T_c \quad (8)$$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шаров А.Н., Автоматизированные сети радиосвязи. Л.: ВАС, 1988. 178 с.
- [2] Лунёв А.Д., Семисошенко М.А., Определение временных характеристик процесса передачи сообщения в составной радиолинии декаметрового диапазона // 73-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвящённая Дню радио: сб. тр. 73-й науч.-техн. конф., посвящённой Дню радио. Санкт-Петербург, 20-28 апреля 2018 г. СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2018. 567 с.

Использование численных методов для расчета развязки между антеннами эмиттера и рецептора непреднамеренных помех

А. А. Боробов

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного

Ведущая роль в решении проблемы электромагнитной совместимости (ЭМС) отводится антеннам, поскольку почти половина из всех параметров радиоэлектронных средств (РЭС), оказывающих влияние на ЭМС, определяется в той или иной степени антенной системой. Практическая задача обеспечения ЭМС сводится к определению фактической развязки S_{nm} для каждой пары эмиттер-рецептор, определяемой как отношение мощности передатчика $P_{эн}$ к мощности на входе приемника $P_{рм}$:

$$S_{nm}(f) = \frac{P_{эн}}{P_{рм}}, \quad (1)$$

В случае, если S_{nm} меньше порогового уровня, для увеличения развязки прибегают к изменению параметров РЭС или геометрии расположения антенн.

На сегодняшний день известны различные подходы к расчету величины S_{nm} . Данные способы могут быть как аналитическими, основанными на уравнении радиопередачи (подробно рассмотрен в [1]), так и численными, основанными на вычислении матрицы взаимных сопротивлений с помощью метода моментов [5].

В качестве способа вычисления развязки между антеннами предлагается новый подход, в основе которого лежит использование метода конечных разностей во временной области (КРВО) и расчета с его помощью параметра эффективной площади $A_{эфф}$.

Известно, что мощность сигнала на входе приемника приближенно может быть рассчитана по формуле:

$$P_c = \Pi F(\theta, \varphi)^2 \xi_c A_{эфф}, \quad (2)$$

где Π – величина вектора Пойнтинга приходящей волны в области расположения приемной антенны; $F(\theta, \varphi)$ – функция направленности приемной антенны; ξ_c – коэффициент согласования по сопротивлению между приемной антенной и нагрузкой; $A_{эфф}$ – эффективная площадь приемной антенны, определяемая выражением [7]:

$$A_{эфф} = \frac{G_2 \lambda^2}{4\pi}, \quad (3)$$

где G_2 – коэффициент усиления приемной антенны в направлении максимума излучения, λ – длина волны.

Плотность потока мощности, создаваемую передающей антенной в точке приема можно представить следующим образом:

$$\Pi = \frac{G_1 P_A}{4\pi r^2}, \quad (4)$$

где G_1 – коэффициент усиления передающей антенны в направлении максимума излучения, P_A – мощность, подводимая к передающей антенне.

Подставляя формулы (3) и (4) в выражение (2), получаем:

$$P_c = \frac{G_2 \lambda^2 G_1 P_A}{(4\pi r)^2} F(\theta, \varphi)^2 \xi_c \quad (5)$$

Коэффициент усиления в направлении максимума излучения, можно определить по формуле:

$$G = \frac{120\pi^2 I_d^2}{\lambda^2 R_A} = \frac{4\pi A_{эфф}}{\lambda^2}, \quad (6)$$

где R_A – активная составляющая входного сопротивления антенны.

Тогда выражение (5) с учётом функций направленности и коэффициента согласования по сопротивлению можно записать в виде:

$$P_c = \frac{16\pi^2 A_{эфф1} A_{эфф2}}{(4\pi r \lambda)^2} F(\theta, \varphi)^2 \xi_c \quad (7)$$

С учетом того, что $P_c = P_{рм}$, а $P_A = P_{эн}$, подставив выражение (7) в формулу (1), получаем:

$$S_{nm}(f) = \frac{\lambda^2 r^2}{A_{эфф1} A_{эфф2} F(\theta, \varphi)^2 \xi_c} \quad (8)$$

Эффективная площадь приемной антенны может быть вычислена по формуле

$$A_{\text{эфф}} = \frac{30\pi |l_d|^2}{R_A}, \quad (9)$$

где l_d – действующая длина антенны; R_A – активная составляющая входного сопротивления.

В статье [6] введен термин – «эквивалентная длина»: $l_{\text{экв}} \approx l_d$, обозначающий величину нормированного к абсолютному значению входного тока поверхностного интеграла от плотности электрического тока, эквивалентного длине симметричного проволочного вибратора с постоянным распределением тока. Конечная формула для расчета эквивалентной длины представлена в виде:

$$l_{\text{экв}} \approx l_d = \frac{1}{I_A} \int_{-l}^l I(y) dy = \frac{1}{I_A} \int_{-l}^l \oint \mathbf{H}_\tau dL dy \approx \frac{1}{I_A} \int_S \mathbf{J}_s dS \quad (10)$$

Эквивалентная длина антенны может быть использована в качестве l_d , при нахождении эффективной площади антенны по формуле (9).

Для производства расчетов проведем моделирование работы проволочного излучателя длиной 13 м. Полотно антенны расположим на высоте 9 м поочередно над влажной и сухой землей.

На графиках (рис. 1) показано, как меняется активная составляющая входного сопротивления антенны в зависимости от частоты при различных параметрах подстилающей поверхности.

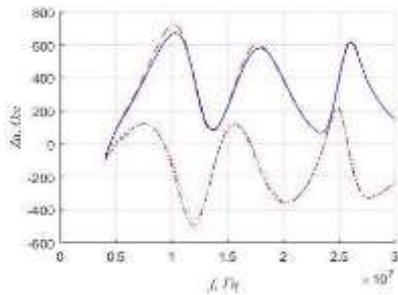


Рис. 1. Зависимость входного сопротивления ВГ 13/9 от частоты над реальной почвой

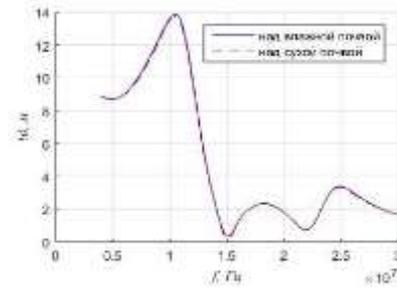


Рис. 2. Зависимость действующей длины ВГ 13/9 при расположении антенны над реальной почвой

На основе полученных графиков, по формуле (9) рассчитаем эффективную площадь приемной антенны при работе на частоте $f_{\text{раб}} = 9,5$ МГц. Данная частота лежит в области оптимальных частот для коротковолновой радиосвязи в дневное время при расположении передатчика в г. Санкт-Петербург. Получаем, что при

размещении антенны над влажной почвой, $A_{\text{эфф}} = 25,4 \text{ м}^2$, при размещении над сухой почвой $A_{\text{эфф}} = 22,9 \text{ м}^2$

Далее по формуле (8) рассчитываем развязку в диапазоне расстояний между эмиттером и рецептором помех от 50 до 500 м. Результаты расчета представлены на рис. 3, 4.

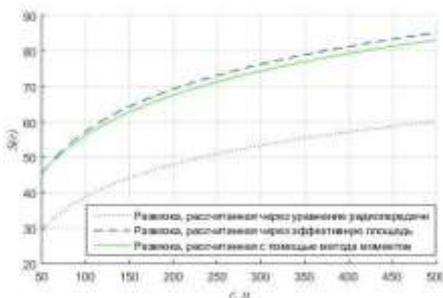


Рис. 3. Зависимость развязки между антеннами эмиттера и рецептора от расстояния между ними при расположении над сухой землей

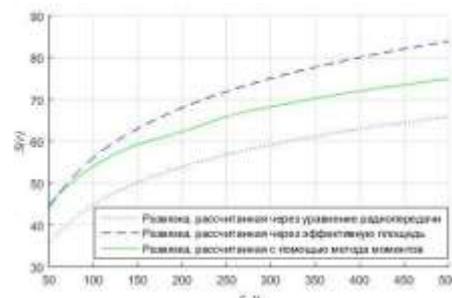


Рис. 4. Зависимость развязки между антеннами эмиттера и рецептора от расстояния между ними при расположении над влажной землей

На данных рисунках в качестве наиболее точного результата приведена величина развязки, рассчитанная с использованием метода моментов. На основе полученных графиков можно сделать вывод о том, что методику расчета развязки через уравнение радиопередачи не корректно использовать в диапазоне рассматриваемых расстояний. В то же время, результат расчета

предлагаемым способом практически совпадает с результатом, полученным с помощью метода моментов в ближней зоне излучения, что имеет большое значение, исходя из реальных условий развертывания аппаратных узлов связи.

Поскольку излучаемая волна имеет преимущественно горизонтальную поляризацию, ее затухание в сухой почве

более существенно, в отличие от влажной, что закономерно сказывается на величине развязки антенн (рис. 4).

Существенным преимуществом рассмотренного подхода является его универсальность, поскольку он позволяет производить вычисления как численными методами, так и аналитическим. Результаты исследования показывают, что расчет развязки предлагаемым способом позволяет получить более точные результаты в сравнении с методикой, основанной на уравнении радиопередачи. Методика не накладывает ограничений на форму и конструкцию приемных и передающих антенн, однако требует расчета их диаграмм направленности и поляризационных диаграмм при произвольной ориентации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Основы обеспечения электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств / В.Р. Вахлаков, А.Г. Рожков, Б.В.

Сосунов, В.П. Чернолес, Ю.Д. Школин, В.С. Ярошенко; под ред. Б.В. Сосунова. С.-Пб: ВАС, 1991. 206 с.

- [2] Коротковолновые антенны / Г.З. Айзенберг : Государственное изд-во литературы по вопросам связи и радио, М.:1962. 815 с.
- [3] Основы энергетического расчета радиоканалов / В.А. Мешалкин, Б.В. Сосунов. ВАС, 110 с.
- [4] Антенно-фидерные устройства военных средств и комплексов радиосвязи: Учебник / Бибарсов М.Р., Бородулин Р.Ю., Лысенков Ю.Н., Спирин А.М., Ульянов С.А./ Под ред. В.И. Власенко. СПб.: ВАС, 2016. 214 с. ил.
- [5] Численные методы электродинамики: Монография /Р.Ю. Бородулин. СПб.:ВАС, 2016. 180 с.:ил.
- [6] Бородулин Р.Ю. Применение концептуальных моделей численных методов электродинамики для анализа характеристик вибраторов в бесконечных диссипативных средах // Информатика. Телекоммуникации. Управление. Научно-технические ведомости СПбГПУ. Вып. 4 (236). СПб.: СПбГПУ, 2016. С. 29–42.
- [7] Распространение радиоволн и антенные устройства /В.П. Серков. ВАС, 1981, с. 1-468.

Модель распространения земных радиоволн в неоднородных слоистых средах арктической зоны

А. С. Леонюк, А. О. Голубев

Военная академия связи имени Маршала Советского Союза С.М. Буденного
leonuck@yandex.ru

Abstract. The proposed model of terrestrial radio waves propagation in inhomogeneous layered media of the Arctic zone. This model allows to enter relative complex effective permittivity of multilayer medium.

Keywords: Arctic zone; terrestrial radio waves; layered media; attenuation factor; field strength

Среда распространения радиоволн является источником искажений передаваемых сигналов. В Островной Арктике она состоит из множества сложных структур с потерями. К таким структурам можно отнести нижнее полупространство, не являющееся электрически однородным по глубине (снежный покров, лед, мерзлый грунт, многолетняя мерзлота) или имеющее неоднородную поверхность. Эффективное проектирование линии радиосвязи требует построения адекватной и точной модели распространения, которая способна прогнозировать характеристики радиолинии. При распространении вертикально поляризованной волны вдоль границы раздела сред наряду с вертикальной появляется горизонтальная продольная составляющая напряженности поля, направление которой совпадает с направлением распространения. В случае двух полупространств горизонтальная продольная составляющая вектора напряженности электрического

поля E_r определяется из точных и приближенных граничных условий в соответствии с выражением:

$$E_r = \frac{E_v}{\sqrt{\epsilon'_k}},$$

где E_v – вертикальная составляющая вектора напряженности электрического поля; ϵ'_k – относительная комплексная диэлектрическая проницаемость. Решение такого рода задач, но для многослойного нижнего полупространства, упрощается при компьютерном моделировании распространения плоских электромагнитных волн (ЭМВ) вдоль границ раздела сред. Данный подход позволяет ввести новый параметр – относительную комплексную эффективную диэлектрическую проницаемость многослойной среды [1], вычисляемую согласно выражению:

$$\epsilon'_{эфф} = \left(\frac{E_v}{E_r} \right)^2.$$

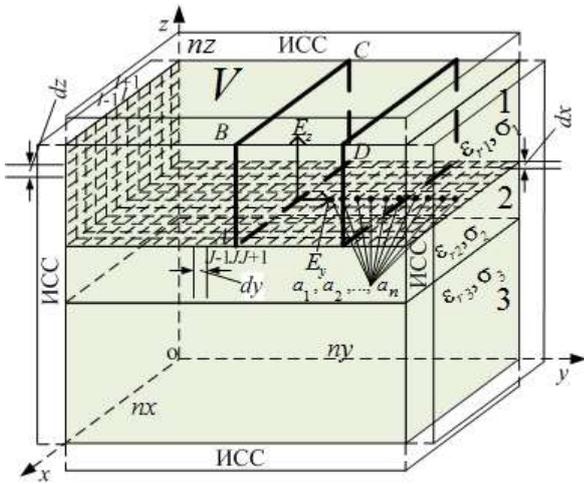


Рис. 1. Концептуальная модель трехслойной среды распространения земных радиоволн в арктической зоне

На рис. 1 представлена трехмерная расчетная область V размером $nx \times ny \times nz$, где nx – ширина, ny – длина, nz – высота расчетной области. В качестве способа определения положения точки (тела) выбрана декартова система координат. Расчетная область V дискретизируется трехмерными кубическими ячейками dx , dy и dz соответственно. Три параллелепипеда воспроизводят среды с различными относительными диэлектрическими проницаемостями и электрическими проводимостями $\epsilon_{r1}, \sigma_1; \epsilon_{r2}, \sigma_2; \epsilon_{r3}, \sigma_3$. Плоскость $ABCD$ имитирует плоскую вертикально поляризованную волну, распространяющуюся вдоль границы раздела 1-й и 2-й сред. Каждая грань расчетной области опирается на идеально согласованные слои (ИСС), имитирующие область бесконечной протяженности с экспоненциальным убыванием амплитуды падающей волны [2]. Представленная обобщенная схема полностью подготовлена для математического описания – построения математической модели на основе метода конечных разностей во временной области (КРВО).

Рассмотрим подробно каждый этап предложенной модели.

1. Введение исходных данных.

На этом этапе вводятся: частота входного сигнала f , его амплитуда U_0 , число частотных отсчетов N_f , шаг по частоте Δf , размеры трехмерной расчетной области, геометрические размеры слоев и физические константы (скорость света, абсолютная диэлектрическая проницаемость, абсолютная магнитная проницаемость).

2. Расчет параметров модели возбуждения и определение приращений по времени.

Исходными данными являются амплитуда гармонического сигнала U_0 и количество временных шагов в периоде колебания $N_{\text{ш}}$. Подлежат вычислению количество синусоид за время воздействия $N_{\text{син}} = f / \Delta f$,

максимальное число временных шагов $T_{\text{step}} = N_{\text{син}} \cdot N_{\text{ш}}$, частота дискретизации сигнала $f_d = f \cdot N_{\text{ш}}$ и величина временного шага $\Delta t = 1 / f_d$. Число синусоид определяется в зависимости от времени, необходимого для достижения установившегося режима, означающего синусоидальную повторяемость всех полей дискретизируемой области.

3. Вычисление параметров гармонического сигнала.

Данный этап необходим для установления соответствия между комплексными амплитудами, полученными после процедуры преобразования Фурье (ПФ), и заданной частотой входного воздействия. Определение порядка распределения частот в векторе дискретного Фурье-образа осуществляется при использовании частоты Найквиста, т. е. максимальной частоты в спектре сигнала, которая может быть представлена дискретным преобразованием Фурье $\omega_n = 1/2 \cdot \Delta t$. Определение комплексной амплитуды искомой величины для заданной частоты сигнала происходит при учете, что первое значение в вычисляемом векторе Фурье-образа соответствует частоте $f = 0$ Гц. Таким образом, порядковый номер комплексной амплитуды в векторе дискретных значений будет равен:

$$n = f / \Delta f + 1.$$

4. Определение приращений по пространству.

В трехмерной решетке для обеспечения пошаговой устойчивости алгоритма во времени, шаг временной дискретизации Δt выбирают согласно условию Куранта – Фридрихса – Леви:

$$\Delta t \leq \left(\frac{1}{\Delta x^2} + \frac{1}{\Delta y^2} + \frac{1}{\Delta z^2} \right)^{-1/2} \cdot c, \quad (1)$$

где c – скорость распространения электромагнитной волны.

Применительно к методу КРВО $c = \frac{1}{\sqrt{\epsilon\mu}}$, где ϵ – абсолютная диэлектрическая проницаемость среды; μ – абсолютная магнитная проницаемость среды; $\Delta x = \Delta y = \Delta z$ – длина стороны кубической решетки.

Приведем выражение (1) к виду, характерному для кубической решетки, и выразим одну из ее сторон:

$$\Delta x = \Delta t \cdot \sqrt{3} \cdot c.$$

Для того чтобы погрешность при вычислении пространственных производных электромагнитных полей (ЭМП) оставалась в допустимых пределах, величины Δx , Δy и Δz должны быть малы по сравнению с длиной волны λ . Погрешность менее 7 % достигается при $\Delta x = \Delta y = \Delta z = \delta = \lambda / 10$. При $\delta = \lambda / 40$ эта погрешность становится менее 2 %.

5. Построение временной и сигнальной шкал.

Метод КРВО подразумевает дискретизацию и по пространству, и по времени, поэтому следующим этапом будет построение временной шкалы:

$$\{t(i) = t(i-1) + \Delta t, i = 1, 2, \dots, T_{step}\},$$

где t – вектор значений временных шагов.

Получив вектор значений приращения по времени необходимо сформировать источник возбуждения, который моделируется следующим образом:

$$s = U_0 \cdot \sin(2\pi ft),$$

где U_0 – амплитуда входного воздействия; f – частота входного воздействия.

6. Автоматический ввод в алгоритм модели слоистой среды.

Согласно введенным геометрическим размерам слоев, выбранным приращениям по пространству Δx , Δy и Δz аппроксимируется слоистая среда распространения радиоволн.

7. Составление матрицы электрических параметров и присвоение их величин моделируемым средам.

На данном этапе осуществляется ввод всех задействованных материалов и присвоение физических величин, характеризующих их свойства, объектам модели:

$$Material(m, p) = 1,$$

где m – порядковый номер материала; p – физическая величина, характеризующая свойства среды (материала).

Правая часть уравнения показывает численное значение данной физической величины. После того как будут заданы все материалы, производится присвоение характеризующих их физических величин объектам модели:

$$Index(I, J, K) = m,$$

где $Index(I, J, K)$ – массив размером $I \times J \times K$, равный по размеру и геометрической форме среде, дискретизированной элементарными кубическими ячейками.

8. Ввод идеально согласованных слоев.

Для имитации бесконечного полупространства, примыкающего к границам расчетной области, в модели использована техника формирования ИСС.

9. Модель возбуждения плоскости.

В качестве модели возбуждения используется следующая схема: плоскость $ABCD$ возбуждается вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля E_z (рис. 1):

$$E_z^T((BC):(AD), (ny/2), (CD):(AB)) = s(T+1), \quad (2)$$

где $E_z^T(I, J, K)$ – составляющая вектора напряженности ЭМП; s – синусоидальный источник возбуждения; T – номер итерации; $ny/2$ – середина оси ординат; BC, AD, CD, AB – ребра плоскости $ABCD$.

Выражением (2) описывается плоскость $ABCD$, возбуждаемая вертикальной составляющей вектора напряженности ЭМП E_z .

10. Расчет методом КРВО E и H составляющих напряженности электромагнитного поля.

В нулевой момент времени значения векторов поля \vec{E} и \vec{H} в пределах области численной дискретизации равны нулю. Определенным точкам пространства задается функция возбуждения. Этим обеспечивается дискретное представление непрерывного электромагнитного поля в возбуждаемой плоскости $ABCD$ на каждом временном шаге. Методом КРВО вычисляются значения магнитных составляющих ЭМП ($H_x, B_x, H_y, B_y, H_z, B_z$) на текущем временном отсчете T во всей расчетной области. Далее методом КРВО вычисляются значения электрических составляющих ЭМП ($E_x, G_x, E_y, G_y, E_z, G_z$) во всей расчетной области на временном шаге $T + 1$ с использованием обновленных значений $H_x, B_x, H_y, B_y, H_z, B_z$. Процесс вычислений повторяется и заканчивается при условии, если $T = T_{step}$. Вычисление методом КРВО $H_x, B_x, H_y, B_y, H_z, B_z, E_x, G_x, E_y, G_y, E_z, G_z$ в данном случае – решение задачи распространения ЭМВ. Данный алгоритм позволяет сформированной плоской волне распространяться вдоль оси ординат.

Значения E_z и E_y на каждом временном шаге T в узлах элементарных кубических ячеек $a_{1,2,\dots,n}$ от места формирования фронта волны до границы расчетной области записываются в память ЭВМ:

$$\begin{aligned} & \{E_z^T(a_1), T = 1, 2, \dots, T_{step}\} \\ & \{E_z^T(a_2), T = 1, 2, \dots, T_{step}\} \\ & \dots\dots \\ & \{E_z^T(a_n), T = 1, 2, \dots, T_{step}\}, n = 1, 2, \dots, N_{яч}, \\ & \{E_y^T(a_1), T = 1, 2, \dots, T_{step}\} \\ & \{E_y^T(a_2), T = 1, 2, \dots, T_{step}\} \\ & \dots\dots \\ & \{E_y^T(a_n), T = 1, 2, \dots, T_{step}\}, n = 1, 2, \dots, N_{яч}, \end{aligned}$$

где $N_{яч}$ – количество кубических ячеек от места формирования плоской волны до границы расчетной области по оси ординат.

11. Преобразование Фурье полученных мгновенных значений составляющих напряженности ЭМП.

Непрерывным преобразованием Фурье называют интегральное преобразование, которое определено следующим образом:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{i\omega t} dt,$$

где t – время; ω – круговая частота.

В рассматриваемом случае непрерывные функции $E_z(t)$ и $E_y(t)$ определены на интервале $[0, T_{step}]$, поэтому дискретным аналогом данных функций будем называть векторы $E_{zm} = E_z^T, T = 1, 2, \dots, T_{step}$ и $E_{ym} = E_y^T, T = 1, 2, \dots, T_{step}$. Другими словами, имеются два вектора – вектор дискретного времени и вектор значений функции в точках. Результатом процедуры численного ПФ являются векторы значений вертикальной и горизонтальной продольной составляющих напряженности ЭМП в комплексном виде, т. е. $E_{zm} = F(E_z^T, T = 1, 2, \dots, T_{step}), E_{ym} = F(E_y^T, T = 1, 2, \dots, T_{step})$. Порядок определения комплексных амплитуд, соответствующих заданной частоте, описан в пункте 3 предлагаемой модели.

12. Вычисление фаз ϕ комплексных амплитуд $E_{zm}(a_{1,2,\dots,n})$ и определение расчетной длины волны λ .

Фазы комплексных амплитуд определяются согласно выражению $\phi_{1,2,\dots,n} = \text{Im}(\ln(E_{zm}(a_{1,2,\dots,n})))$. Далее по нулевым значениям $\phi_{1,2,\dots,n}$ находят расчетные длины волн, т. е. интервалы между нулевыми фазами комплексных амплитуд поля (рис. 2).

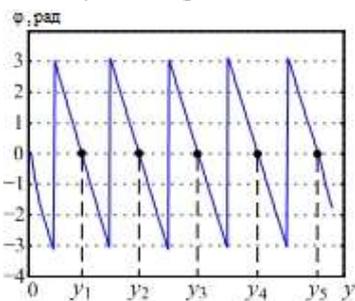


Рис. 2. Графическое представление фаз комплексных амплитуд напряженности ЭМП

Согласно рис. 2 нулевые значения фаз соответствуют пространственным шагам y_1, y_2, y_3, y_4, y_5 . Каждый интервал соответствует одной длине волны.

13. Вычисление $\epsilon'_{эфф}$.

С учетом переходных процессов и времени, необходимого для формирования поверхностной волны, значения $\epsilon'_{эфф}$ определяются в каждой ячейке на интервале $[y_3; y_4]$, равном одной длине волны:

$$\epsilon'_{эфф}(a_{1,2,\dots,n}) = \left(\frac{E_{zm}(a_{1,2,\dots,n})}{E_{ym}(a_{1,2,\dots,n})} \right)^2. \quad \text{Среднее}$$

значение относительной комплексной эффективной диэлектрической проницаемости многослойной среды вычисляется согласно выражению:

$$\epsilon'_{эфф} = \frac{(\epsilon'_{эфф}(a_1) + \epsilon'_{эфф}(a_2) + \dots + \epsilon'_{эфф}(a_n))}{n},$$

где $a_{1,2,\dots,n} \in [y_3; y_4]$.

Произведен расчет относительной комплексной эффективной диэлектрической проницаемости трехслойной арктической среды с переменными параметрами слоев для нижней части коротковолнового диапазона. Использованы три модели слоистой среды, характерной для зимнего периода в арктической зоне (таблица).

ТАБЛИЦА I МОДЕЛИ СЛОИСТЫХ СРЕД

Модели слоистых сред	Электрические характеристики слоев		
1-я	Воздух	$\epsilon_r = 1$	$\sigma = 0$ См/м
	Снежный покров	$\epsilon_r = 1, 2$	$\sigma = 1, 4 \cdot 10^{-6}$ См/м
	Мерзлый грунт	$\epsilon_r = 4, 2$	$\sigma = 1, 6 \cdot 10^{-3}$ См/м
2-я	Воздух	$\epsilon_r = 1$	$\sigma = 0$ См/м
	Снежный покров	$\epsilon_r = 1, 55$	$\sigma = 2, 5 \cdot 10^{-5}$ См/м
	Мерзлый грунт	$\epsilon_r = 4, 2$	$\sigma = 8 \cdot 10^{-4}$ См/м
3-я	Воздух	$\epsilon_r = 1$	$\sigma = 0$ См/м
	Снежный покров	$\epsilon_r = 1, 2$	$\sigma = 1, 4 \cdot 10^{-6}$ См/м
	Мерзлый грунт	$\epsilon_r = 4, 2$	$\sigma = 8 \cdot 10^{-4}$ См/м

На рис. 3 представлены полученные результаты. Анализируя их, можно сделать следующие выводы:

- с ростом частоты и действительная, и мнимая части $\epsilon'_{эфф}$ стремятся к нулю. Это подтверждает уменьшение возможной дальности связи с ростом частоты, как и в случае двухслойной среды (воздух–грунт);

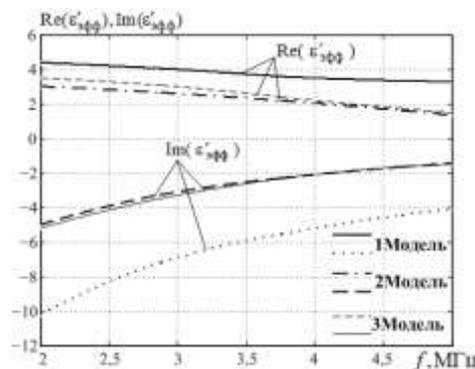


Рис. 3. Действительные и мнимые части $\epsilon'_{эфф}$

- величина $\epsilon'_{эфф}$ в значительной степени подвержена влиянию среды с большей электропроводностью. При увеличении последней в два раза мнимая часть $\epsilon'_{эфф}$ возросла вдвое, действительная часть $\epsilon'_{эфф}$ – в полтора раза, и ее тенденция к убыванию стала менее резкой;
- при изменении электропроводности снежного покрова на порядок значительных колебаний действительной и мнимой частей $\epsilon'_{эфф}$ не произошло, что также подтверждает существенную зависимость $\epsilon'_{эфф}$ от среды (слоя) с большей электропроводностью.

В основе решения задач по повышению устойчивости системы связи лежит энергетический расчет радиоканала. Известно, что мощность сигнала на входе радиоприемного устройства в большей степени зависит от величины

множителя ослабления радиолинии. Разработанная модель позволяет ввести и определить относительную комплексную эффективную диэлектрическую проницаемость многослойной среды, характерной для зоны Островной Арктики и являющейся основной переменной при расчете множителя ослабления радиолинии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сосунов Б.В. Методика расчета эффективной диэлектрической проницаемости многослойной среды/ Б.В. Сосунов, Р.Ю. Бородулин, А.С. Леонюк, В.И. Николаев // Теория и техника радиосвязи. № 3, 2016. с. 79–84.
- [2] Berenger J.P. Three-Dimensional Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves/ J.P. Berenger// J. Comp. Phys. 1996. Vol. 127. Pp. 363–379.

Расчет характеристики направленности однопроводной антенны бегущей волны, развертываемой в арктических условиях

А. С. Леонюк, И. М. Душутин

Военная академия связи им. Маршала Советского Союза С.М. Будённого
leonuck@yandex.ru

Abstract. The algorithm for calculating the directional characteristics of the traveling wave antenna located above the layered soil is proposed.

Keywords: *traveling wave antenna; directional characteristics; layered soil; finite difference time domain*

Огромные запасы углеводородов и оттаивающие глобальные транспортные маршруты вызывают повышенное внимание к Арктике со стороны влиятельных стран и межгосударственных союзов. Так, на севере Норвегии и в омывающих ее морях постоянно находятся подразделения НАТО. Являясь одним из основных общевойсковых тактических соединений, 80 отдельная мотострелковая бригада будет противостоять противнику в прогнозируемых условиях ведения военных действий в Арктическом регионе.

Основой системы связи *амсбр*, функционирующей при ведении боевых действий в условиях Заполярья, является, как и в обычных условиях, сеть радиосвязи. Степень выполнения задач, возложенных на сеть радиосвязи, определяется ее структурой и тактико-техническими возможностями используемых в ее составе средств и

комплексов радиосвязи. Подразделения бригады оснащены радиостанциями средней мощности Р-166 и Р-166-0,5 из состава комплекса технических средств радиосвязи «Поиск-М». При выборе антенн для связи на заданную дальность принимают во внимание их следующие основные технические характеристики: диапазон частот; коэффициент усиления; характер диаграммы направленности. Подлежат учёту также и свойства окружающего пространства – проводимость почвы, состояние ионосферы, характер местности, электромагнитная обстановка вблизи антенн и др. Нижнее полупространство в зоне Островной Арктики на протяжении 9...10 месяцев в году представляет собой сложную систему, состоящую из снежного покрова и вечномёрзлого грунта (рис. 1). Кроме того, Арктическое побережье славится сильными (ураганными) ветрами, скорость которых может достигать 40 м/с. Поэтому использование в Арктической зоне традиционных антенно-мачтовых устройств проблематично. В таких условиях важное место отводится разработке альтернативных мачтовым антеннам новых антенных устройств, обеспечивающих эффективное функционирование линий радиосвязи. Одним из вариантов

таких антенных устройств являются безмачтовые антенны, расположенные непосредственно на подстилающей поверхности или на небольшой высоте от нее.



Рис. 1. Почвенный профиль архипелага Новая Земля в зимний период

В ряде проволочных антенн для формирования нужной диаграммы направленности целесообразно применять провода с распределением тока в режиме бегущей волны. Такой режим может быть достигнут либо подключением на конце провода нагрузочного сопротивления, равного его волновому сопротивлению, либо при применении длинных в сравнении с длиной волны проводников, где за счет излучения создается близкое к режиму бегущей волны распределение тока [1]. Однопроводная антенна бегущей волны (ОАБВ) обладает большой направленностью, проста по конструкции и широко применяется для связи земными волнами на МВ, КВ, СВ и ДВ и ионосферными волнами на КВ. В данной статье произведен расчет характеристики направленности (ХН) компьютерной модели ОАБВ, расположенной на двухслойном подстилающем объеме, характерном для Арктической зоны, методом конечных разностей во временной области (КРВО). Физическая модель однопроводной антенны бегущей волны, размещенной в трехслойной среде, представлена на рис. 2.

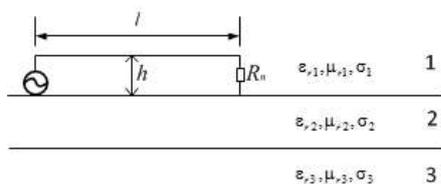


Рис. 2. Физическая модель однопроводной антенны бегущей волны, размещенной в трехслойной среде

Рассмотрим основные этапы алгоритма расчета ХН ОАБВ, построенного в программной среде matlab. В декартовой системе координат создается трехмерная расчетная область V , дискретизированная элементарными кубическими ячейками (рис. 3). Размеры расчетной области составляют: по оси ординат – 25 длин волн λ , по оси аппликат – 12 λ , по оси абсцисс – λ . Учитывая необходимость моделирования тонких слоев (снежный покров) относительно длины волны, оптимальным шагом

дискретизации по пространству является шаг $d = \lambda / 40$. Расчетная область окружается идеально согласованными слоями (ИСС) для имитации ухода электромагнитной волны за пределы расчетной области конечных размеров [2]. Минимальная толщина ИСС составляет 15 кубических ячеек. После этого кубическими ячейками аппроксимируется антенна и слоистая среда ее размещения, и осуществляется ввод всех задействованных материалов с присвоением физических величин, характеризующих их свойства, объектам модели:

$$Material(m, p) = 1,$$

где m – порядковый номер материала; p – физическая величина, характеризующая свойства среды (материала).

Правая часть уравнения показывает численное значение данной физической величины. После того как будут заданы все материалы, производится присвоение характеризующих их физических величин объектам модели:

$$Index(I, J, K) = m,$$

где $Index(I, J, K)$ – массив $I \times J \times K$, равный по размеру и геометрической форме объекту, дискретизированному элементарными кубическими ячейками. Длина антенны $l = 60$ м, при шаге дискретизации $d = \lambda / 40$ и длине волны $\lambda = 30$ м соответствует 80 кубическим ячейкам. Толщина снежного покрова (среда с параметрами ϵ_{r2}, σ_2) соизмерима с одной кубической ячейкой, среда с параметрами ϵ_{r3}, σ_3 (мерзлота) является полубесконечным пространством в сочетании с ИСС. На границе раздела первой и второй сред кубической ячейке, имеющей по оси ординат координату, совпадающую с началом антенны, присваиваются электрические характеристики металла ($\sigma \rightarrow \infty$). Данной ячейкой аппроксимируется корпус радиостанции или противовеса. После аппроксимации объектов модели и присвоения характеризующих их физических величин осуществляется ввод физических констант: скорости света, абсолютной диэлектрической проницаемости, абсолютной магнитной проницаемости и расчетной длины волны.

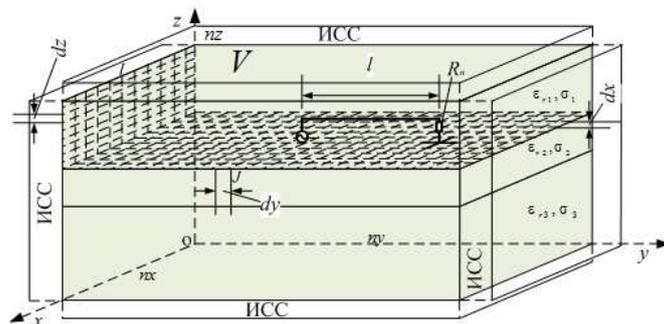


Рис. 3. Концептуальная модель однопроводной антенны бегущей волны, размещенной в трехслойной среде

Максимальное количество временных шагов выбирается таким, чтобы за этот интервал времени закончился переходный процесс излучения, а фронт волны успел распространиться на необходимое расстояние (не менее 10 длин волн). Математически выражается:

$$N_i \geq \frac{t_{\text{прх}}}{\Delta t},$$

где $t_{\text{прх}}$ – время, необходимое для завершения переходного процесса; Δt – величина шага временной дискретизации. Шаг временной дискретизации Δt выбирается согласно условию Куранта – Фридрихса – Леви.

Ячейке, являющейся началом антенны, присваивается функция возбуждения:

$$U = A \sin(2\pi f n \Delta t),$$

где n – номер временного шага; A – амплитуда входного воздействия; f – частота входного воздействия; Δt – величина временного шага. Метод КРВО оперирует значениями векторов напряженности электромагнитного поля \vec{E} и \vec{H} , поэтому напряжение задается через напряженность электрического поля:

$$U = -E_y^n(I, J, K) \Delta y,$$

где $E_y^n(I, J, K)$ – составляющая вектора напряженности электрического поля, параллельная проводу, образующему антенну.

Источник генерирует значение напряжения, выраженного через напряженность электрического поля в заданной ячейке на каждом временном шаге. Методом КРВО вычисляются значения составляющих векторов напряженности магнитного поля на текущем временном шаге n во всех ячейках расчетной области. Затем вычисляются значения составляющих векторов напряженности электрического поля во всех ячейках расчетной области на временном шаге $n + 1$ и т. д. Процесс вычислений повторяется и заканчивается при условии, если текущий временной шаг равен максимальному временному шагу.

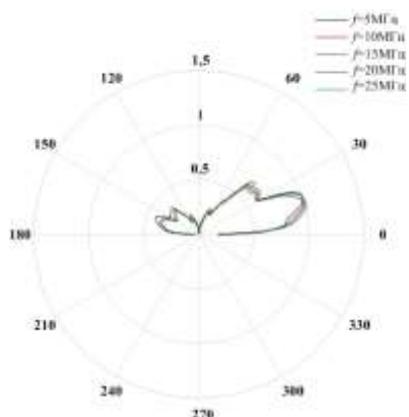


Рис. 4. Нормированные диаграммы направленности ОАБВ^{60/1}, расположенной над сухой почвой

По окончании вычислений осуществляется переход из декартовой в полярную систему координат и на расстоянии $r = 10\lambda$ по рассчитанным значениям

требуемой составляющей вектора напряженности электромагнитного поля строится диаграмма направленности (ДН).

В целях проверки адекватности разработанного алгоритма произведен расчет вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля E_z в дальней зоне, создаваемой однопроводной антенной бегущей волны ОАБВ^{60/1}, расположенной над сухой почвой с параметрами $\epsilon_r = 5$, $\sigma = 1 \cdot 10^{-3}$ См/м. Вычисления производились для следующих частот: $f = 5$ МГц, $f = 10$ МГц, $f = 15$ МГц, $f = 20$ МГц, $f = 25$ МГц. По результатам вычислений построены нормированные ДН в полярной системе координат.

Результаты, представленные на рис. 4, не противоречат теории. Угол максимального излучения θ незначительно уменьшается с ростом частоты. Уровень бокового излучения также уменьшается пропорционально росту частоты f , а форма ДН не претерпевает принципиальных изменений.

Произведен расчет вертикальной составляющей вектора напряженности электрического поля E_z в дальней зоне, создаваемой однопроводной антенной бегущей волны ОАБВ^{60/1}, расположенной над двухслойным подстилающим объемом (снежный покров и мерзлый грунт) с параметрами $\epsilon_{r1} = 1,2$, $\sigma_1 = 1 \cdot 10^{-6}$ См/м; $\epsilon_{r2} = 4,2$, $\sigma_2 = 1 \cdot 10^{-4}$ См/м, соответствующими зимнему периоду в зоне Островной Арктики. Расчетные длины волн аналогичны предыдущему случаю. На рис. 5 представлены нормированные диаграммы направленности, построенные в полярной системе координат. Анализ полученных результатов показал существенное изменение формы диаграммы направленности ОАБВ при учете невидимого слоя подстилающего объема – мерзлого грунта. Во-первых, уменьшилась ширина ДН, во-вторых, более четко начала проследиваться частотная зависимость формы диаграммы направленности, а также угла максимального излучения, значительно уменьшающегося с частотой.

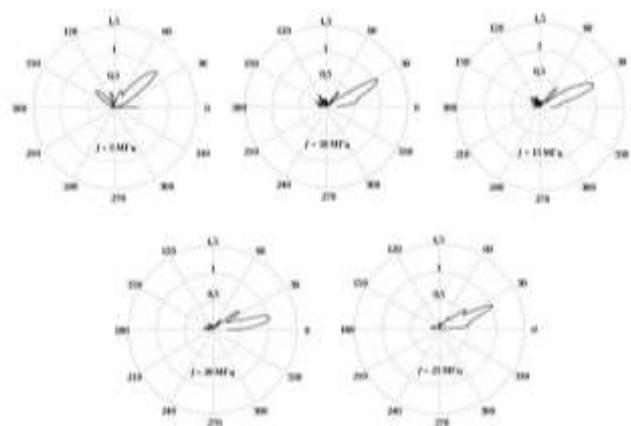


Рис. 5. Нормированные диаграммы направленности ОАБВ^{60/1}, расположенной над двухслойной почвой

Однако, при $f = 25$ МГц угол максимального излучения снова увеличился, что выражено отражением ЭМВ от

границ раздела сред и, как следствие, интерференцией прямых и отраженных волн. Наблюдается спад уровня боковых лепестков с ростом частоты, а затем, начиная с $f = 15$ МГц, он снова увеличивается.

ОАБВ быстро развертывается в отличие от штатных антенно-мачтовых устройств радиостанции Р-166, что крайне важно в сложных климатических условиях. Вследствие близости к поверхности земли ОАБВ, в отличие от других направленных антенн, обладает интересной особенностью. При работе на передачу она излучает волны вертикальной поляризации, а при работе на прием реагирует на горизонтальную продольную составляющую вектора напряженности электрического поля, появляющуюся ввиду конечной проводимости подстилающей поверхности. Снежный покров и мерзлый грунт обладают слабой электропроводностью, что повышает эффективность ОАБВ, развертываемой в арктических условиях, наряду с простотой ее

использования. Рассчитанные ХН ОАБВ в вертикальной плоскости показали возможность ее использования для радиосвязи ионосферной волной в КВ-диапазоне на дальности свыше 500 км. При этом высота подвеса модели ОАБВ составила всего порядка одного метра.

В дальнейшем возникает необходимость исследования остальных электрических характеристик ОАБВ, развертываемой в арктических условиях, а также возможность ее применения в более высокочастотных диапазонах для радиосвязи земной волной.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Муравьев Ю.К. Антенны/ Ю.К. Муравьев, Н.П. Гавеля, А.Д. Истрашкин, В.П. Серков/ под ред. Ю.К. Муравьева. СПб.: ВАС, 1963. 629.
- [2] Berenger J.P. Three-Dimensional Perfectly Matched Layer for the Absorption of Electromagnetic Waves/ J.P. Berenger // J. Comp. Phys. 1996. Vol. 127. Pp. 363–379.

Секция 5. «Перспективные технологии на сетях связи общего пользования»

Метод взаимодействия БПЛА в быстроразворачиваемых летающих сетях для экстренных служб

Ч. З. Динь

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
din.cz@spbgut.ru

Р. В. Киричек

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
kirichek@sut.ru

Abstract. Flying network is a special type of self-organizing network based on unmanned aerial vehicles (UAV). When a large number of UAV are flying simultaneously in the airspace, problems may arise between the UAV. In addition, communication latency and transmission speed are critical factors in a flying network for sending and receiving messages. Therefore, this article presents a method of UAs interaction in fast deployable flying networks for emergency services using the IEEE 802.11p standard (WAVE).

Keywords: fast deployable flying network; UAV; emergency services; IEEE 802.11p (WAVE)

В последние годы широко используются летающие сети на базе беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в различных сферах: военная, коммерческая, сельскохозяйственная и др. Особенностью таких сетей является поиск и спасение людей, пострадавших в стихийных бедствиях. Летающая сеть представляет особый вид самоорганизующейся сети на основе БПЛА [1, 2]. Как показала практика, быстрое развертывание таких сетей имеет первостепенное значение при ликвидации последствий и спасении жизни людей [3, 4].

Ввиду того, что большое количество БПЛА одновременно осуществляют маневры в воздухе, могут возникнуть проблемы столкновения между БПЛА, которые повлекут вред здоровью людей или экономическим потерям. Задержка передачи данных и скорость передачи являются критическими факторами в сетевых средах при взаимодействии БПЛА для отправки и получения сообщений.

Для решения этих проблем служебные сообщения, отправленные БПЛА, должны быть доставлены с низкой задержкой (не больше 2 мс) и вероятностью доставки (более 99%). Для передачи информации, такой как изображения, голос, видео и другие данные требуется соответствующая полоса пропускания канала связи. Кроме этого, необходимо учитывать качество обслуживания (*quality of services – QoS*) для нескольких приоритетных услуг в летающей сети. Подуровень *MAC (Medium access control)*, который служит основным механизмом канального уровня, является важным компонентом в летающей сети, и при непосредственном влиянии на пропускную способность системы, скорость передачи и задержку при передаче данных. Подуровень *MAC* для летающей сети должен отвечать следующим требованиям [5]:

- (1) задержка не больше 2 мс должна быть предоставлена для услуги с наивысшим приоритетом;
- (2) вероятность доставки с наивысшим приоритетом должна быть всегда выше 99%;
- (3) пропускная способность системы должна достигать 10 Мбит / с даже при большой нагрузке;
- (4) необходимо поддерживать многие виды услуг с различными приоритетами.

Использование *IEEE 802.11p* в летающей сети было рассмотрено во многих статьях и показало себя наиболее подходящим для летающей сети [6, 7].

В качестве возможных каналов для взаимодействия БПЛА и передаче данных целесообразно рассмотреть технологию *IEEE802.11p/WAVE* (*WAVE* – *Wireless Access for Vehicular Environment* – беспроводной доступ в автомобильной среде), которая изначально была разработана для автомобильной связи *VANET* – *Vehicular ad-hoc networks* и имеет такие характеристики, как широкий охват (до 1000 м [8]), быстрая скорость передачи (до 27 Мбит/с [9]), самоорганизация и быструю сходимость. Ожидается, что эти характеристики будут демонстрировать превосходные характеристики не только в транспортных средствах на земле, но и при взаимодействии беспилотных летательных аппаратах в воздухе, соответственно *VANET* предполагается переместить в воздух и использовать для БПЛА.

Технология *IEEE 802.11p* использует механизм расширенного доступа к распределенному каналу (*EDCA - Enhanced distributed channel access*) для поддержки различных типов приложений с классами QoS [10]. Кроме того, протокол *IEEE1609.4* [11] позволил добавить в *MAC* уровне технологии *IEEE802.11p* многоканальную *MAC* схему с семью каналами. У каждого канала имеется общая пропускная способность 10 МГц. Они включают в себя один управляющий канал (*CCH – Control Channel*), предназначенный для управления сетью и передачи сообщений, связанных с безопасностью и шесть служебных каналов (*SCH – Service Channel*), служащих для передачи прочего трафика. Все автотранспортные средства должны контролировать канал управления с сообщениями безопасности / управления в течение периода *CCH* и смогут переключаться на сервисный канал для обмена только приложениями, не связанных к безопасности. Комбинация *IEEE802.11p* и *IEEE1609.x* называется стандартами беспроводного доступа в автомобильной среде (*WAVE*) [12].

В США Государственная Комиссия по Связи (*FCC – Federal Communication Commission*) уже выделила частотный диапазон *VANET* шириной в 75 МГц – между 5.850 ГГц и 5.925 ГГц. Область частот в районе 5 ГГц была выбрана из-за того, что на этих частотах возможно осуществление передачи данных с высокой скоростью и низкой зависимости от погодных условий. Эта полоса частот разделяется на управляющий канал (10 МГц), 6 сервисных каналов (по 10 МГц каждый) и резервный канал (5 МГц). Европейский институт по стандартизации в области телекоммуникаций предполагает использовать диапазон частот 5,855-5,925 ГГц, при этом спектр будет поделен следующим образом: 2 канала по 10 МГц – для высокоприоритетных сообщений, связанных безопасностью, в основном передаваемых между узлами; 30 МГц для передачи сообщений безопасности и управления; наконец, 20 МГц – для передачи сообщений, не связанных с безопасностью. При этом контрольный канал будет располагаться в районе частоты 5,880 ГГц, что сделает европейскую и американскую системы совместимы [13, 14].

Механизм *EDCA* использует множественный доступ с контролем несущей и предотвращением конфликтов (*CSMA/CA – Carrier Sense Multiple Access With Collision Avoidance*), это значит, что узел будет передать данные в

первую очередь. Каждый узел сети, убедившись, что среда свободна, прежде чем начать передачу, выжидает в течение промежутка времени *AIFS (Arbitration Interframe Space)*, после чего приступает к процедуре обратного отсчета (*Backoff time*). Длительность промежутка обратного отсчета определяется как случайное целое число тайм-слотов из диапазона $[0, CW+1]$, где *CW (Contention Window)* – размер окна для трафика заданной категории, исходное значение *CW* равно *CW_{min}* (минимальное значение *CW*). Размер интервала будет увеличиваться (удваиваться), если последующая попытка передачи не удалась, пока значение *CW* не станет равным *CW_{max}* (минимальное значение *CW*); значение обратного отсчета будет уменьшаться только тогда, когда канал свободен. При значении обратного отсчета равно нулю, узел начинает передачу.

Для того, чтобы гарантировать своевременный и надежный обмен данных при плотной сети целесообразно обратить внимание на *IEEE802.11p MAC* подуровень, в котором рассматривается приоритет данных с использованием разных классов доступа (*AC – Access Classes*). Существует четыре типа трафика данных с различными приоритетами: фоновый трафик (*AC0*), трафик с наилучшей попытки (*AC1*), видео трафик (*AC2*) и голосовой трафик (*AC3*) [15].

Таким образом, после рассмотрения необходимых требований для взаимодействия БПЛА в быстроразворачиваемых летающих сетях для экстренных служб делается вывод, что технология *IEEE802.11p* обладает подходящими характеристиками для применения в летающих сетях между БПЛА, такими как способность к самоорганизации, два отдельных канала: управляющий канал и служебные каналы, высокая скорость передачи данных. Однако, стоит отметить, что особенность функционирования *MAC* подуровня *IEEE802.11p* требует модификации с целью обеспечения сетевой задержки не больше 2 мс для услуг с наивысшим приоритетом и вероятностью успешной передачи услуги с наивысшим приоритетом выше 99%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кучерявый А.Е., Владыко А.Г., Киричек Р.В., и др. Летающие сенсорные сети // Электросвязь. 2014. № 9. С. 2–5.
- [2] Koucheryavy A., Vladyko A., Kirichek R. State of the art and research challenges for public flying ubiquitous sensor networks / Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Vol. 9247. 2015. P. 299–308.
- [3] Dinh T.D., Kirichek R., & Koucheryavy A. Flying network for emergencies. In International Conference on Distributed Computer and Communication Networks Springer, Cham, 2018. P. 58-70.
- [4] Динь Ч.З., Губская О.А., Алисевич Е.А., Данилин С.В., Данилин Д.В., Фам В.Д. Исследование функционирования быстроразворачиваемой летающей сети для экстренных служб // Электросвязь. 2018. № 1. С. 33-38.
- [5] D.H. Xu et al., “A Priority Differentiated and Multi-Channel MAC Protocol for Airborne Networks,” in Proc. 8th IEEE Int. Conf. on Commun. Softw. Netw. (ICCSN), Beijing, China, Jun, 2016. P. 64-70.
- [6] Wang Q, Leng S, et al. An IEEE 802.11 p-based multichannel MAC scheme with channel coordination for vehicular ad hoc networks. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 13(2), 2012. P. 449-458.

- [7] Pu, C. Jamming-Resilient Multipath Routing Protocol for Flying Ad Hoc Networks. *IEEE Access*, 6, 2018. P. 68472-68486.
- [8] Andre, T., Hummel, K. A., Schoellig, A. P., Yanmaz, E., Asadpour, M., Bettstetter, C., et al. Application-driven design of aerial communication networks. *IEEE Communications Magazine*, 52(5), 2014. P. 129-137.
- [9] IEEE Standards Association. 802.11 p-2010-IEEE standard for information technology-local and metropolitan area networks-specific requirements-part 11: Wireless lan medium access control (mac) and physical layer (phy) specifications amendment 6: Wireless access in vehicular environments, 2010.
- [10] Song, C. Performance Analysis of the IEEE 802.11 p Multichannel MAC Protocol in Vehicular Ad Hoc Networks. *Sensors*, 17(12), 2017. P. 2890.
- [11] IEEE 1609 Working Group. IEEE Standard for Wireless Access in Vehicular Environments (WAVE)-Multi-Channel Operation. *IEEE Std* (2016): 1609-4, 2016.
- [12] Uzcátegui, R.A., De Sucre, A.J., & Acosta-Marum, G. Wave: A tutorial. *IEEE Communications magazine*, 47(5), 2009. P. 126-133.
- [13] Amadeo, M., Campolo, C., & Molinaro, A. Enhancing IEEE 802.11 p/WAVE to provide infotainment applications in VANETs. *Ad Hoc Networks*, 10(2), 2012. P. 253-269.
- [14] Клименко И.С. Обзор беспроводных транспортных сетей vanet. *Современные инновации*, № 5 (27), 2018. С. 16-20.
- [15] Miao, L., Djouani, K., van Wyk, B. J., & Hamam, Y. Evaluation and enhancement of IEEE 802.11 p standard: A survey. *Mobile Computing*, 1(1), 2012. P.15-30.

Выбор и обоснование параметров моделей взаимодействия беспилотного автотранспорта с инфраструктурой операторов связи 5G/IMT-2020

Е. Д. Филин¹, Р. В. Киричек²
 СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
¹filin.ed@mail.ru, ²kirichek.sut@mail.ru

Abstract. At the moment, many car companies, universities, research groups are engaged in the development of various options for unmanned vehicles. One of the implementation options is to use the infrastructure of 5G/IMT-2020 communication operators for high-speed information exchange in order to provide unmanned driving. With the increase in the number of unmanned vehicles based on interaction, the volume of data transmitted will increase. In order to design elements of the technical infrastructure, it is necessary not only to analyze the characteristics of communication channels, but also traffic flows for their prediction and optimization.

Keywords: *unmanned vehicles; 5G/IMT-2020; queueing theory*

I. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ БЕСПИЛОТНОГО АВТОТРАНСПОРТА С ОПЕРАТОРАМИ СВЯЗИ 5G/IMT-2020

В январе 2019 года в Китае, в городе Чунцин, один из крупнейших каршеринговых сервисов электромобилей Pand Auto (подразделение компании Lifan) объявил об официальном запуске теста платформы, беспилотное управление которой основано на технологии связи 5G/IMT-2020. Тестирование автопилота будет проводиться на городских дорогах с нерегулируемым движением. Одной из отличительных особенностей данного проекта является возможность дистанционного управления автомобилем, используя инфраструктуру оператора связи 5G/IMT-2020, в режиме реального времени с минимальной задержкой [1]. С развитием технологий появится

возможность автономного управления путем взаимодействия беспилотных автомобилей друг с другом и иной технической инфраструктурой, следствием этого является очень большой объем передаваемой информации, в первую очередь видеoinформации. Существует необходимость построения различных вариантов телекоммуникационной архитектуры, постановки требований к сетевой инфраструктуре и каналам передачи данных, а также понимание, какой объем данных будет передаваться от одного автомобиля за определенный период времени, как с учетом существующих технологий, так и перспективных.

Для организации и разработки стабильных каналов связи между беспилотными автомобилями и технической инфраструктурой, удовлетворяющих требованиям и стандартам, необходимо определить параметры на определенных участках проезжей части. Основными характеристиками каналов взаимодействия между беспилотными автомобилями и технической инфраструктурой являются:

- эффективно передаваемая полоса частот;
- динамический диапазон;
- волновое сопротивление;
- задержка в сети;
- пропускная способность;

- помехозащищенность;
- объем канала.

С учетом того, что автомобиль необходимо относить к критической информационной инфраструктуре, одной из самых важных характеристик каналов связи является обеспечение сверхмалой суммарной задержки пакетов, подразделяющихся на:

- задержку ожидания (время задержки пакета в очередях маршрутизации);
- задержку передачи (интервал времени между передачей устройством данных двух последовательных кадров);
- задержку распространения (интервал времени между появлением сигнала на одном конце его обнаружением на другом конце);
- задержку обработки (интервал времени, необходимый для обработки заголовков пакетов, проверку ошибок бит и определение целевого хоста).

II. ОСОБЕННОСТИ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ СЕТЕЙ VANET

Автомобильные самоорганизующиеся сети (VANET) относят к вычислительным, в связи с чем, на них можно распространять такие характеристики, как:

- скорость работы;
- стоимость создания и эксплуатации;
- безопасность;
- доступность;
- масштабируемость;
- надежность;
- производительность;
- качество услуг;
- топология.

Основными особенностями VANET являются:

- динамическая топология;
- неравномерность плотности движения автомобилей;
- время между подключением и отключением мало;
- перемещение автомобилей ограничено дорогами;
- отсутствие единого центра управления и контроля над топологией.

Топология VANET при схеме взаимодействия беспилотных автомобилей с операторами связи 5G/IMT-2020 – иерархическая (кластерное дерево), в которых одни узлы (автомобили) двигаются в определенных направлениях, а узлы базовых станций расположены

в определенных местах. На рис. 1 представлена схема данной топологии.

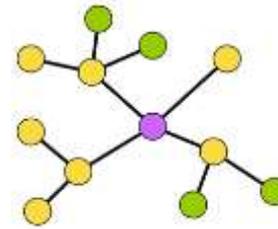


Рис. 1. Схема топологии

III. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ ТРАНСПОРТНЫХ ПОТОКОВ

Максимальное количество передаваемой информации на определенном участке зависит от количества автомобилей на данном участке. Необходимо рассчитать пропускную способность каналов связи и максимальное количество транспортных средств на каждом из участков автодорог в случайный момент времени, а также параметры и характеристики транспортных потоков для строительства и конфигурирования сетевого оборудования.

В публикации [2] исследовано влияние дорожно-транспортных факторов на равномерность транспортных потоков, а также проведены расчеты характеристик транспортных потоков. В публикации [3] приведено обоснование применения автоматических систем управления дистанцией между автомобилями, используя датчики транспортных потоков и установленных в самих транспортных средствах, позволяя сохранять постоянное расстояние между автомобилями, двигающихся по одной полосе движения, что необходимо для увеличения объема движения и пропускной способности автодорог. Определение количества автомобилей на единицу площади является важным параметром для прогнозирования требуемых технических мощностей. В связи с чем, обосновано использование теории транспортных потоков и управления ими при проведении расчетов и исследований параметров рассматриваемых каналов связи. Основными характеристиками транспортных потоков являются:

- скорость движения;
- интервал между автомобилями;
- интенсивность движения;
- объем движения;
- пропускная способность;
- неравномерность транспортного потока;
- состав транспортного потока;
- габариты автомобилей, ширина и количество полос движения;
- плотность транспортного потока;

- количество дорожно-дорожно-транспортных происшествий;
- скорость движения.

Подробное рассмотрение характеристик и параметров транспортных потоков приведено в [4], [5], [6], [7].

IV. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ

Для расчета многих параметров сетей обмена информацией между беспилотными автомобилями и технической инфраструктурой применима теория массового обслуживания (ТМО). Данная сеть передачи данных может быть представлена в виде смешанной сети массового обслуживания, в которой циркулирует несколько различных типов заявок (трафика). Математическая модель системы массового обслуживания (СМО) – совокупность математических выражений, описывающих поток требований, процесс обслуживания и их взаимосвязь. На рис. 2 представлена структурная схема СМО. Любая СМО представляет собой модель, состоящую из двух типов объектов – обслуживающих приборов и заявок, где требование (заявка) представляет собой запрос на обслуживание у устройства обслуживания. СМО можно описать такими параметрами как:

- число каналов в СМО;
- интенсивность поступления в СМО заявок;
- интенсивность обслуживания заявок;
- коэффициент загрузки СМО;
- число мест в очереди на обслуживание.

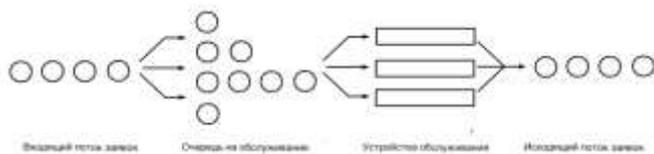


Рис. 2. Структурная схема СМО

В теории телетрафика, являющейся одной из ветвей теории массового обслуживания, дисциплина обслуживания в основном описывается следующими характеристиками:

- способами обслуживания (с потерями, с ожиданием, комбинированное обслуживание);
- порядком обслуживания вызовов (в порядке очередности, в случайном порядке, обслуживания пакетами);
- законами распределения длительности обслуживания вызовов (показательный закон, постоянная или произвольная длительность обслуживания);
- наличием преимуществ (приоритетов) в обслуживании некоторых категорий вызовов;

- наличием ограничений при обслуживании всех или некоторых категорий вызовов (по длительности ожидания, числу ожидающих вызовов, длительности обслуживания);
- законами распределения вероятностей выхода из строя элементов системы.

Поток событий представляет собой последовательность событий, происходящих одно за другим в определенные интервалы времени.

Характеристики потоков событий следующие:

- средняя величина интервала времени между соседними событиями;
- среднее число заявок, поступающих в единицу времени, называется интенсивностью потока;
- входящий поток требований – совокупность требований, поступающих в систему массового обслуживания;
- время обслуживания – период времени, в течение которого обслуживаются требования.

В литературе [8], [9], [10] дан более подробный обзор характеристик СМО.

V. ПРИМЕНЕНИЕ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

Имитационное моделирование является неотъемлемой частью процесса проведения анализа каналов передачи информации. Движущиеся объекты в условиях постоянно меняющихся характеристик беспроводных каналов связи, которыми являются автомобили, в первую очередь, в условиях городской среды, требуют особого подхода при проведении расчетов, и не все среды имитационного моделирования позволяют их осуществить. Необходимо проводить ряд тестов для сетей [11]:

- для проверки функциональности;
- для определения вероятности доставки пакетов, задержек, выбора базовых станций;
- для определения максимального количества автомобилей, обслуживаемых базовой станцией.

В публикации [12] проведен сравнительный анализ программ компьютерного моделирования протоколов телекоммуникаций для автомобильного автотранспорта, таких как OPNET, GloMoSim, QualNet, NS-2, NS-3, Castalia 3.2 и EstiNet. В результате анализа сделан вывод о перспективности применения таких программ как EstiNet, Veins и NS-3.

В работе [13] представлена новая библиотека имитационного моделирования на основе системы MTSS (Manufacturing and Transportation Simulation System). Она позволяет комплексно решать проблему имитации передачи сообщений подвижными приемопередающими модулями ограниченной мощности, создавая различные имитационные визуально-интерактивные модели

различных участков дорожной инфраструктуры (на основе данных сервиса Open Street Map).

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе был проведен краткий обзор параметров взаимодействия между беспилотными автомобилями и инфраструктурой операторов связи 5G/IMT-2020, расчет которых необходимо выполнять для построения данной сетей обмена информацией. Обоснована необходимость применения теорий транспортных потоков и массового обслуживания в процессах имитационного моделирования сетей VANET.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Lifan первым в Китае запускает тестирование автопилота на базе 5G. Электронный ресурс. URL: <http://www.lifan-car.ru/company/news/id/4084> (дата обращения 20.03.2019).
- [2] Кашталинский А.С., Петров В.В. Влияние дорожно-транспортных факторов на неравномерность транспортных потоков в городах // Вестник ИрГТУ № 1 (108) 2016. С. 116-123.
- [3] Косолапов А.В. Влияние снижения дистанций между автомобилями на повышение пропускной способности городских улиц // Вестник Кузбасского государственного технического университета. № 4 2004. С. 106-109.
- [4] Клиновштейн Г.И., Афанасьев М.Б.. Организация дорожного движения.: Учеб. для вузов. 5-е из., перераб. и доп. М: Транспорт. 2001. 247 с.
- [5] Руководство по прогнозированию интенсивности движения на автомобильных дорогах. Отраслевой дорожный методический документ. Министерство транспорта Российской Федерации Государственная служба дорожного хозяйства. Москва, 2003. Утв. Распоряжением Минтранса России от 19.06.2003 г. № ОС-555-р.
- [6] Бабичева Т.И. Методы математического и имитационного моделирования процессов локального взаимодействия в транспортных системах: дис. канд. техн. наук / Московский физико-технический институт (Государственный университет), 2015, 163 с.
- [7] Игнатов А.В. Совершенствование правления перевозками с учетом риска возникновения транспортного затора на улично-дорожной сети города: дис. канд. техн. наук / СГТУ им. Гагарина Ю.А., 2015, 246 с.
- [8] Саакян Г.Р. Лекции Теория массового обслуживания для студентов экономических специальностей очной, заочной и дистанционной форм обучения / ЮРГУЭС, 2006, 27 с.
- [9] Клейнрок Л. Теория массового обслуживания. Пер. с англ./ Пер. И.И. Грушко; ред. В.И. Нейман. М.:Машиностроение, 1979. 432 с.
- [10] Южаков А.А. Прикладная теория систем массового обслуживания: Учеб. пособие / Перм. Гос. Техн. ун-т. Пермь, 2005. 60 с.
- [11] Киричек Р.В. Разработка и исследование комплекса моделей и методов для летающих сенсорных сетей: дис. докт. техн. наук / СПбГУТ им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2017, 316 с.
- [12] Линник А.И., Пономарчук Ю.В. Сравнительный анализ программ моделирования протоколов телекоммуникации для автомобильного транспорта // ДГУПС, 2013.
- [13] Рудометов С.В., Соколова О.Д. Моделирование передачи сообщений между движущимися объектами в транспортной среде // Программные продукты и системы /Software & Systems. 1 (32) 2019. С. 141-145.

Стеганографические методы идентификации цифрового контента в сетях связи общего пользования

Д. Ю. Мицковский¹, Р. В. Киричек²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
1denism1111198@gmail.com, 2kiricheck@sut.ru

Abstract. Steganography methods are used for a variety of purposes. This report will discuss one of the most common applications of steganography, namely the introduction of watermarks identification in video, and will also consider the advantages and disadvantages of steganographic injection in a segmented and whole file.

Keywords: *identification; content; steganography; water mark; digital object*

I. ПРИЧИНЫ АКТУАЛЬНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ВИДЕОКОНТЕНТА

Стеганография в последнее время набирает всё большую популярность и теперь становится неотъемлемой частью веб-коммуникаций. Растущая популярность

стеганографических методов скрытия информации объясняется низкими затратами на реализацию систем, реализующих защиту конфиденциальности данных, ведь альтернативный стеганографии метод защиты информации – криптография предполагает такое преобразование данных, при котором преобразованные данные не позволяют злоумышленникам воспользоваться данными, даже при их перехвате. Это означает необходимость разработки и реализации математического алгоритма шифрования данных. Стеганография, в свою очередь, предлагает не шифровать данные, а прятать их в другие данные, то есть замаскировать сам факт передачи скрытой информации [1-3]. Вместо математических алгоритмов реализуются алгоритмы помещения информации в другую информацию, а такие алгоритмы гораздо проще, а,

следовательно, и их реализация менее затратна. Данное преимущество стало решающим в условиях развития глобальной сети и увеличении цифрового контента, передаваемого по сетям связи. С увеличением объёма передаваемых данных реализация криптосистем становится всё дороже. Особенно отчётливо это отразилось на передаче видео трафика, чей объём больше чем таковой у других типов данных. Причём, если раньше видеоконтент был незначительной частью из общего количества передаваемых данных по сети Интернет, то с развитием сети видеоконтент стал наиболее популярным видом передаваемых данных. В 2014 году на видеоконтент приходилось 64% мирового интернет-трафика. Более того, по данным Cisco, к 2021 году в России на долю видео будет приходиться 78% всего мобильного трафика [4].

Очевидно, что это огромный объём данных и его необходимо идентифицировать, для подтверждения авторских прав или, если будет необходимо, отслеживать распространение конкретного видео файла. Однако, идентификационные данные нежелательно передавать без защиты, их изменение может привести к блокированию передаваемого контента с использованием методов глубокого анализа трафика, а копирование идентификационных данных может привести к нарушению защиты авторского права контента.

II. МЕТОДЫ РЕАЛИЗАЦИИ СКРЫТОЙ ИДЕНТИФИКАЦИИ

Одним из решений стало использование водяных знаков для скрытого внедрения идентификационных данных в файл. Водяные знаки представляют из себя данные об авторстве, либо цифровую подпись или, говоря в общем смысле, любую информацию, идентифицирующую легитимного (в данном случае под легитимным пользователем в первую очередь подразумевается пользователь, обладающий правом на полное пользование данными, в том числе право на модификацию данных) пользователя видео (на самом деле существует классификация цифровых знаков, но в данном докладе подразумеваются именно скрытые идентификационные цифровые знаки, подробнее о цифровых знаках можно узнать в статье [5]). Реализация водяных знаков можно осуществить несколькими способами:

1) Стеганографическая инъекция в один файл.

Суть метода заключается в разделении идентификационных данных (стеганограммы), которые необходимо скрыть, на составляющие части и внедрение этих частей в случайном порядке в разные области файла. Причём, порядок внедрения частей стеганограммы, а также места в файлах, куда эти части внедряют, известны только легитимному отправителю и легитимному получателю. В случае перехвата данных злоумышленником, даже при знании месторасположения частей стеганограммы будет затруднительно восстановить их исходный порядок (а в случае условной бессвязности частей стеганограммы и вовсе невозможно), а соответственно получить возможность воспользоваться перехваченными данными. Для простоты суть метода представлена на примере инъекции стеганограммы в текст

на рис. 1. В ситуации с внедрением идентификатора в видео внедряется не буква, а цвет пикселя. Подробнее об этом процессе рассказано в [6] и [7]. Одним из вопросов является как же реализуется этот метод в ситуации с инъекцией стеганограммы в видео? Разница заключается лишь в том, что вместо букв, как в показано на рис. 1, в исходный кадр видео (изображение) внедряется цветовое значение пикселя и в кадре пиксели в определённых местах меняют свой цвет на внедряемый. Один кадр может состоять из сотен пикселей и изменение нескольких разрозненных пикселей остаётся незамеченным для невооружённого глаза. Представим огромный пазл пейзажа, на котором представлен лес. Если заменить зелёный элемент пазла на светло-зелёный разница будет практически не видна. Подобный принцип также использовался в данной статье [8].



Рис. 1. Принцип реализации стеганографической инъекции

Также поступают и при внедрении стеганограммы в видеоконтент. Плюсом метода инъекции является относительная простота его реализации, ведь все манипуляции проводятся с одним файлом (в данном случае с одним кадром). Минусом является то, что для перехвата всей стеганограммы достаточно перехватить один кадр таким образом, что в руках злоумышленника при перехвате окажется вся стеганограмма.

2) Стеганографическая инъекция в несколько файлов.

В предыдущем методе инъекция происходила в один файл. Однако, если размер стеганограммы не позволяет незаметно передать её с помощью помещения в один файл, необходимо её разделить и поместить в несколько файлов, каждый из которых необходимо доставить получателю. Единственным отличием от предыдущего метода является необходимость в осведомлении получателя о порядке следования файлов. Таким образом, ключом теперь является не только расположение стеганограммы в файле, но ещё и список файлов в порядке следования. В случае инъекции в видео, ключом, помимо расположения пикселей для внедрения стеганограмм, является последовательность кадров, в которые вставляются части стеганограммы. Инъекция стеганограммы в несколько кадров более безопасна, поскольку при перехвате одного

из кадров злоумышленник получить только часть стеганограммы. При этом, данный метод позволяет внести больше информации, однако реализация данной системы сложнее из-за необходимости переслать все части стеганограмм и их порядок следования в качестве ключа. В этом случае, внесение информации всё же приводит к некоторому риску перехвата важной информации из-за того, что информация вносится непосредственно в кадр.

3) Хэш-стеганография

Суть заключается в том, что части разделённой стеганограммы не внедряются в отдельные части файла (кадра), а присваиваются разным файлам (кадрам). Каждому кадру присваивается своя часть стеганограммы и по полученному файлу определяется, что за часть стеганограммы была отправлена. Ключом является словарь кадров, а последовательность картинок образует стегоконтейнер (рис. 2).

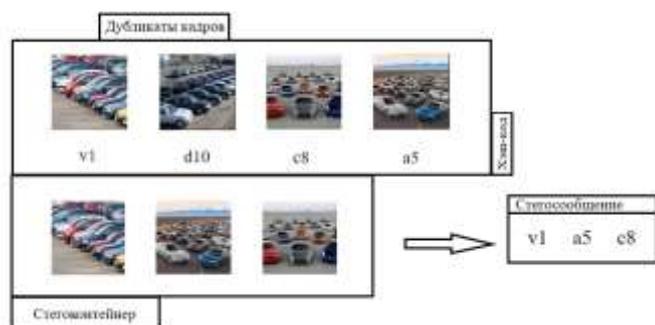


Рис. 2. Принцип реализации хэш-стеганографии.

В ситуации с видеоконтентом этот метод реализуется путём внедрения в видео дубликата кадра, следующего сразу за тем кадром, который сдублировали. При этом в дубликаты некоторые пиксели меняют, но не с целью внедрения туда информации, а с целью намеренно внести отличительные черты от предыдущего кадра. Получатель и отправитель знают, где находятся дубликаты, а также знают словарь (соотношение кадров-дубликатов с частями стеганограммы). Дублирование кадра сложно заметить, что позволяет незаметно внедрить их в исходный ряд. Плюсом данного метода является то, что перехват одной из картинок не даёт злоумышленнику получить доступ ко всей стеганограмме, более того, так как стеганограмма не внедряется в сам кадр, злоумышленник при перехвате кадра фактически ничего не обнаружит. Несомненным минусом этого метода является сложность его реализации, ведь необходимо в правильном порядке передать каждый кадр-дубликат, что может привести к сетевым задержкам (подробнее о сетевых задержках в статье [9]) Более того, для каждой части стеганограммы нужно выделить целый кадр, а это значит, что этот метод позволяет передать гораздо меньше скрытой информации.

4) Внесение стеганограммы в звуковую дорожку

Поскольку организации структур аудиофайлов и файлов видеоряда в некотором смысле схожи, вполне допустимо использовать для внедрения в них скрывающей информации методы, применимые для сокрытия информации в видео изображениях [10]. Учитывая то, что

из видео можно легко извлечь аудиофайл, появляется отдельное направление видеостеганографии, в котором основная суть заключается во внесении стеганограммы не в сам видеоряд, а в аудиофайл, выделяемый из видеофайла. По сути методы, применяемые при внесении стеганограммы в аудиофайл во многом схожи по своему принципу с методами инъекции. Аудиоряд представляется в виде последовательности битов и в него с помощью соответствующего алгоритма вставляются части стеганограммы-идентификатора. Алгоритм может представлять из себя последовательность, в которой вставляются части стеганограммы. Кроме этого, алгоритм также определяет куда вставлять эти части. Рассматриваемый алгоритм есть только у отправителя и получателя, а после вложения идентификатора последовательность битов аудиоряда снова вставляется в исходный файл видео. Получателю отправляется исходный файл без стеганограммы, а потом отправляется тот же файл, но с уже внесённой стеганограммой. Затем получатель сравнивает исходный файл со стеганограммой с исходным файлом без стеганограммы. В результате пользователь обнаруживает различия в файлах и по алгоритму обнаруживает и извлекает части стеганограммы из файла в правильном порядке. Такой метод идентификации значительно лучше защищает идентификатор от перехвата, так как он требует передачи исходного файла, что является как преимуществом, так и недостатком. Преимущество заключается в необходимости наличия исходного файла для извлечения стеганограммы, что значительно затрудняет извлечение скрытых данных для злоумышленника. Однако система усложняется за счёт необходимости передачи ещё одного файла, что является фактически является недостатком. Также стоит упомянуть, что зачастую используется сжатие звуковых данных, а при сжатии может быть утрачена часть стеганограммы, поэтому чаще всего для хранения стеганограммы используют WAV-формат файла-контейнера для хранения записи несжатого оцифрованного аудиопотока.

III. ВЫВОДЫ

В представленных тезисах доклада были приведены основные методы скрытой идентификации, применяемые при идентификации видеоконтента. Следует отметить, что не существует идеального метода скрытия идентификатора, у каждого метода есть свои достоинства и недостатки. Рассмотренные принципы стеганографии позволяют эффективно реализовать решение данной задачи. В частности, на основе метода вставки стеганограммы в звуковую дорожку были проведены экспериментальные исследования, результаты которых будут представлены после статистической обработки в последующих работах авторов. Также в будущих работах будут более подробно рассмотрены методы идентификации не только для видеофайлов, но и для других типов данных, передаваемых по сетям связи общего пользования, а также будет рассмотрено совместное применение методов сетевой стеганографии на основе [11] и представленных методов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Коржик В.И., Небаева К.А., Герлинг Е.Ю., Догиль П.С., Федянин И.А. Цифровая стеганография и цифровые водяные знаки: [монография]: в 2 ч. / под общ. ред. проф. В.И. Коржика ; СПбГУТ. СПб., 2016. С. 226
- [2] Грибунин В.Г., Оков И.Н., Туринцев И.В. Цифровая стеганография. 2002. С. 272.
- [3] Васильева Е. Цифровая стеганография. 2006. С.20.
- [4] Cisco прогнозирует семикратный рост мобильной передачи данных за период 2016-2021 гг. Источник: Cisco Visual Networking Index Global Mobile Data Traffic Forecast Update, 2016-2021. URL: https://www.cisco.com/c/ru_ru/about/press/press-releases/2017/02-09b.html
- [5] Теренин А.А., Мельников Ю.Н., Погуляев В.В. Использование цифровых водяных знаков для борьбы с инсайдерами // Специальная Техника. 2008. № 1.
- [6] Григорян А.К., Аветисова Н.Г. Методы внедрения цифровых водяных знаков в потоковое видео: Обзор // Информационно-управляющие системы, №2, 2010.
- [7] Моденова О.В. Стеганография и стегоанализ в видеофайлах // ПДМ, 2010, приложение №3, 37-39.
- [8] Иваненко В.Г., Ушаков Н.В. Встраивание цифровых водяных знаков в видеозаписи // Безопасность и информационных технологий №4, 2016.
- [9] Аль-Бахри М.С., Киричэк Р.В., Бородин А.С. Архитектура цифровых объектов как основа идентификации в эпоху цифровой экономики // Электросвязь №1, 2019, 12-22.
- [10] Губенко Н.Е., Сипаков Д.С. Анализ особенностей методов цифровой стеганографии для защиты информации, передаваемой по открытым каналам // Информатика и кибернетика, 2015. № 2 Донецк ДонНТУ
- [11] Данилов К.Н., Кулик В.А., Киричек Р.В. Исследование методов идентификации и аутентификации устройств Интернета Вещей // Информационные технологии и телекоммуникации, 2016, т. 4, № 3, с. 49-57.

Модели взаимодействия устройств в рамках концепции сетей пятого поколения

Н. А. Руднева

СПбГУТ им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
nadya_rudneva96@mail.ru

Abstract. The article discusses the model of interaction of devices in the framework of the interaction of fifth-generation networks. Analyzed the advantages and difficulties of the new generation technology.

Keywords: 5G; fifth generation networks; radio access technologies; wireless technologies; mobile communications; mobile communications technologies

I. «УМНОЕ ПОДКЛЮЧЕНИЕ»

Для успешного развития Интернета Вещей, стандарт ИТ должен представлять собой соединенную сеть обыденных вещей, со встроенным в наше окружающее пространство «интеллектом». Для того, чтобы убрать сознание пользователя из технологии, Интернет вещей требует:

1) общее понимание ситуации о пользователях и их устройствах;

2) архитектуру ПО, способную обрабатывать и передавать контекстно-зависимую информацию туда, где она будет релевантна;

3) аналитические инструменты Интернета Вещей, целью которых является автономность и умное поведение.

При наличии этих фундаментальных оснований, «умное подключение» и контекстно-зависимые вычисления могут быть достигнуты.

II. МОДЕЛИ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ УСТРОЙСТВ В РАМКАХ КОНЦЕПЦИИ СЕТЕЙ ПЯТОГО ПОКОЛЕНИЯ

IAB в марте 2015 года выпустили документ, где говорится о 4 основных моделях взаимодействия устройств в IoT (RFC 7452). В рамках этой работы будут рассмотрены 3 из них.

Модель Устройство-Устройство предполагает, что 2 или более устройств соединены друг с другом напрямую, без участия сервера-посредника. Такие устройства могут быть соединены через различные типы сетей, включая IP или Интернет. Чаще всего такие устройства используют такие протоколы как Bluetooth, Z-Wave или ZigBee, для прямого соединения друг с другом.



Рис. 1. Модель Устройство-Устройство

Такая модель широко распространена в умных домах, которые используют маленькие пакеты данных для взаимодействия устройств. Плюсом такой модели является отсутствие необходимости в выделенном сервере, обрабатывающем взаимодействие, система может работать относительно автономно. Минусом такой модели можно выделить ограниченность в интерфейсе взаимодействия, так как он должен однозначно совпадать у всех устройств в такой сети для корректного взаимодействия.

Следующей моделью является Устройство-Облако. В такой модели устройства IoT напрямую связаны с облачным сервисом. В таком подходе часто используются уже существующие механизмы соединения, как, например, Ethernet или WiFi, для подключения устройств к IP сети, которая, в последствии, подключается к облачному сервису.



Рис. 2. Модель Устройство-Облако

Эта модель уже используется несколькими крупными компаниями, работающими со сферой IoT, такими как Samsung и Nest Labs. В случае второго, термостат передает данные в облачную базу данных, где данные используются для анализа использования энергии в доме. Также облачное соединение позволяет пользователю получить удаленный доступ к термостату через смартфон. Безусловно, модель Устройство-Облако добавляет ценности конечному пользователю, расширяя возможность устройства с помощью технологий, предоставляемых IoT. Однако возникают проблемы совместимости при интеграции устройств, сделанных разными производителями.

Следующая модель – Устройство-Шлюз. В этом случае устройство соединяется не напрямую с облачным

сервисом, а через локальный шлюз, который обычно находится в непосредственной близости от конечных.

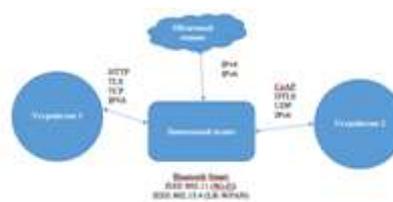


Рис. 3. Модель Устройство-Шлюз

Несмотря на технологический аспект, использование той или иной модели в конечном итоге в значительной степени зависит от того, открыты или закрыты (proprietary) используемые в сети устройства. Главным преимуществом модели Устройство-Шлюз заключается в том, что она может обойти проприетарные ограничения соединения IoT устройств. Таким образом, можно сказать, что взаимодействие устройств и открытость стандартов являются ключевыми соображениями при проектировании и разработке систем Интернета Вещей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Конг Х. Ключевые технологии радиодоступа сетей 5G и проблемы их тестирования // Беспроводные технологии. 2015. Т. 1. № 38. С. 60-64.
- [2] Луковцев В.В., Павлова А.Н. М. Сети 5G возможности реализации // Сравнение сети с 4 G. Вестник современных исследований. 2018. № 12.5 (27). С. 192-193.
- [3] Internet of Things Global Standards Initiative [Электронный ресурс] / ITU -URL: <http://www.itu.int/en/ITU-T/gsi/iot/Pages/default.aspx>.
- [4] Куранов Д.С., Сорокин А.С. Обзор ожидаемых характеристик технологии мобильной связи 5G. // Телекоммуникации и информационные технологии. 2015. Т. 2. № 1. С. 15-18.
- [5] Федорова Н.В., Пирогова Н.В. Общемировые показатели внедрения и использования мобильных технологий // Телекомунікаційні та інформаційні технології. 2017. № 1 (54). С. 48-52.

Сравнение систем резолуции Domain Name System и Digital Object Identifier

Д. Д. Сазонов¹, Р. В. Киричек²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

¹dim-saz@yandex.ru, ²kiricheck.sut@mail.ru

Abstract. In this paper the analysis of the DNS system in comparison with the DOI system is given. The basic architectural principles underlying both systems are reviewed. The results of performance measurements of network request for both system is obtained. Based on the test results the method of using Handle System as addressing subsystem in global network is proposed.

Keywords: Digital Object Architecture; DOA; Digital object identification; DOI; Handle System; DNS; URL

I. ВВЕДЕНИЕ

Глобальная сеть Интернет с момента своего появления базировалась на механизме резолуции доменных имен, известном как DNS (Domain Name System) [5]. Стремительное развитие Интернета неразрывно связано с развитием и преобразованием данной системы.

Исторически, система DNS появилась в качестве решения проблемы адресации в сети [5]. Как известно, глобальная сеть Интернет построена вокруг адресации различных ресурсов при помощи механизма идентификаторов универсального местоположения ресурсов URL. На уровне архитектуры сети вся адресация реализуется при помощи IP-адресов, которые указывают адрес сервера (хоста), содержащего ресурс в глобальной сети. Однако еще на начальных этапах развития, в эпоху существования сети APRANET [4] стало очевидно, что числовые адреса ресурсов и хостов неудобны для использования людьми из-за сложности их запоминания. В связи с этим исследователями Стэнфордского Исследовательского Института [4] был предложен механизм отображения числовых адресов в сети на символьные адреса, удобные для использования и запоминания. Данное решение в последствие и привело к созданию автоматизированной системы резолуции символьных имен в IP адреса, известной как DNS [5].

Однако уже на ранних этапах эксплуатации системы DNS и механизма URL обнаружился определенный ряд проблем. Одной из них является постоянство идентификаторов URL в глобальной сети. Данная проблема возникает из-за того, что в сети URL служит сразу для двух целей – указывает на имя ресурса и на его расположение. При смене расположения ресурса в сети (например, смене адреса хоста) или изменении домена в системе DNS идентификатор URL перестает быть

валидным и невозможно уже установить точное местоположение запрашиваемого ресурса [1, 3]. Случай невалидной URL-ссылки встречается достаточно часто. Для преодоления данной проблемы в разное время предлагались альтернативные URL и DNS решения (XRI, PURL, URN и т.д.). Одним из возможных решений проблемы непостоянства URL идентификаторов является построение системы адресации на базе архитектуры цифровых объектов (DOA) и идентификаторах цифровых объектов (DOI) [1–3]. В данной статье мы рассмотрим основные принципы работы системы DNS и системы Handle (основной системы резолуции в архитектуре DOI) и проанализируем возможность использования системы Handle как более надежной альтернативы для построения адресации в сети.

II. СРАВНЕНИЕ СИСТЕМ DNS И DOI

A. Система DNS

Вначале рассмотрим основные механизмы, обеспечивающие разрешение адресов в системе DNS. Основными понятиями для DNS являются доменное имя, доменная зона и рекурсивное разрешение [5–7]. Рассмотрим на реальном примере резолуции адреса работу системы DNS и проанализируем сетевое взаимодействие, которое происходит между клиентом и сервером DNS в данном процессе.

Рекурсивное разрешение символьного адреса ресурса в IP-адрес хоста реализуется в системе за несколько шагов. Смоделируем процесс рекурсивного разрешения с использованием консольной команды dig [12].

- На первом шаге на рис. 1 клиент отправляет запрос DNS серверу на разрешение URL `www.google.com`.

```
> <<<>> DiG 9.10.6 <<<>> +trace www.google.com
```

Рис. 1. Запрос на разрешение URL

- На шаге 2 (рис. 2) система рекурсивной резолуции, работающая на стороне DNS сервера, получившего запрос, анализирует URL и отправляет запрос на один из 13 корневых серверов. Администрирование корневыми серверами обеспечивается организацией IANA [11].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Цифровая идентификация объектов: технология и не только / участвовали: Д.М. Белявский и др. М.: Научное обозрение, 2016. 228 с.
- [2] Аль-Бахри М.С. Архитектура цифровых объектов как основа идентификации в эпоху цифровой экономики / М.С. Аль-Бахри, Р.В. Киричек, А.С. Бородин // Электросвязь. 2019. № 1. С. 12-21
- [3] Данилов К.Н. Исследование методов идентификации и аутентификации устройств интернета вещей / К.Н. Данилов, В.А. Кулик, Р.В. Киричек // Информационные технологии и телекоммуникации. 2016. Т. 4. № 3, С. 49-57.
- [4] Пономарев В.И., Коробейников Д.Н. История и организация сети Интернет // Гуманитарные научные исследования. 2017. № 5 [Электронный ресурс]. URL: <http://human.snauka.ru/2017/05/23910> (дата обращения: 21.02.2019)
- [5] Ли К., Альбитц П. DNS и BIND. 5-е изд. СПб.: Символ, 2008. 710 с.
- [6] RFC 1034 DOMAIN NAMES - CONCEPTS AND FACILITIES [Электронный ресурс]. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc1034> (дата обращения: 21.02.2019)
- [7] RFC 1035 DOMAIN NAMES – IMPLEMENTATION AND SPECIFICATION [Электронный ресурс]. URL: <https://tools.ietf.org/html/rfc1035> (дата обращения: 21.02.2019)
- [8] RFC 3650 Handle System Overview [Электронный ресурс]. URL: <https://www.rfc-editor.org/rfc/pdf/rfc3650.txt.pdf> (дата обращения: 21.02.2019)
- [9] RFC 3651 Handle System Namespace and Service Definition [Электронный ресурс]. URL: <https://www.rfc-editor.org/rfc/pdf/rfc3651.txt.pdf> (дата обращения: 21.02.2019)
- [10] Handle.net software [Электронный ресурс]. URL: http://www.handle.net/download_hnr.html (дата обращения: 21.02.2019)
- [11] IANA [Электронный ресурс]. URL: <https://www.iana.org/domains/root/servers> (дата обращения: 21.02.2019)
- [12] Dig: Linux man page [Электронный ресурс]. URL: <https://linux.die.net/man/1/dig> (дата обращения: 21.02.2019)

Разработка архитектуры квантовой инфотелекоммуникационной инфраструктуры на базе сверхмалых космических аппаратах

Д. В. Малыгин

ООО «Лаборатория «Астрономикон»
Malygin.DV@Astronomikon.ru

Abstract. The Development of the infrastructure of Aerospace Quantum Communications is a response to the need to find fundamentally new approaches to the architecture of cryptographic and information systems in the light of new challenges related to the structural problems of presenting information in The Global Management and Security System. The Project aims to create a new generation of information Aerospace and Ground infrastructure based on the principles of Quantum Communications, which provides products and services that provide a new quality in the field of data transmission, processing and protection. A new quality in the field of data transmission, processing and protection. The scientific development of the project is based on fundamental research on the creation of innovative Aerospace Quantum Communication Technologies and the development of a new data transfer protocol. Quantum Communications guarantee absolute invulnerability of Communication lines for any hacker attacks. Unlike mathematical algorithms of encryption, even the most complex of which can be opened. In the system of Quantum Communications for the protection of data, the fundamental laws of Quantum Physics arise. The carriers of information are single photons, which irreversibly change with any attempt to intercept the signal - thus, the user instantly learns about the intrusion into the channel. Developed Aerospace Quantum Communication Technology will form the basis for distributed new generation secure networks and future network security infrastructure, and

in the future integrate into the concept (IoT - Internet of Things, Industrial Ethertne/Wi-Fi and etc.), which will radically change the daily technological structure. The network is based on the technology of Quantum Communication at lateral frequencies, which has high parameters for the rate of transmission of Quantum bits in the network.

Keywords: *nanosatellite; synergy platform; quantum communications; orbital server*

I. ВВЕДЕНИЕ

Когда-то сеть интернет создавалась для военных целей: связи между узлами управления огнём и военными базами [1]. Затем такие разработки стали использоваться в мирных целях, и постепенно наступил момент, когда большая часть населения планеты получила доступ к сети. Выкладывая информацию в интернет, она попадает в центры обработки данных (хранение информации, выкладываемой в сеть). Начиная от ваших личных фотографий, загруженных документов, записей разговоров по Скайпу, и заканчивая комментариями в блогах/социальных сетях. Таким образом, дата-центр – хранилище контента (разработчики преследовали несколько целей: круглосуточную доступность, защиту, сохранение информации и целостности файлов) [1]. То

есть суть дата-центров заключается в обеспечении конфиденциальности и полной неприкосновенности контента.

А. Описание проблемы

Этот вопрос стал особо актуален в банковской сфере, особенно при международных транзакциях: необходимо обеспечить защищённый доступ к данным в любой точке планеты. Более того с распространением криптовалют и подобных цифровых ресурсов, обладающих высокой ликвидностью, способы защиты и анонимности вышли на принципиально новый уровень [2].

Поясним: любые дата-центры (сервера) могут быть атакованы как через сеть виртуально, так и физически:

1. санкции, ограничения на транзакции – мир глобален, следовательно, при возникновении вопросов в какой-либо юрисдикции возможен вариант введения ограничений на финансовые потоки и тем самым наносится экономический ущерб конечному бенефициару таких ресурсов;
2. физические атаки на дата-центры – несанкционированный доступ с выемкой оборудования, либо форс-мажорные обстоятельства (воздействие факторов непреодолимой силы, которые нельзя предвидеть или избежать, включая объявленную или фактическую войну, гражданские волнения, эпидемии, блокаду, землетрясения, наводнения, пожары, техногенные катастрофы и другие стихийные бедствия);
3. выход из строя дата-центра из-за сбоя в системах энергопитания, локальные или веерные отключения доступа в сеть интернет;
4. проникновение через удалённый доступ, хакерские атаки и воздействие вредоносного программного обеспечения.

Также существуют особо ценные данные, которые необходимо передать от одного абонента к другому. Если использовать сеть интернет, то есть вероятность отслеживания такого контента. Передача через курьеров тоже не решает вопрос безопасности: существует вероятность перехвата.

В. Предлагаемое решение

Резюмируя выше сказанное специалистами ООО «Лаборатория «Астрономикон» предлагается иным способом достичь поставленную цель по обеспечению безопасности: разработка автономного, исключая физический доступ дата-центра. В данной статье рассмотрены концептуальные вопросы такого проекта – расположить хранилище данных на низкой околоземной орбите (500–1000 км) в виде полезной нагрузки (ПН) сверхмалого космического аппарата (СМКА или наноспутника) [3].

В качестве стартовой единицы для сбора наноспутника выступает многоцелевая унифицированная платформа «Синергия» блочно-модульного типа, которая

предназначена для обеспечения проведения научных, образовательных и технологических экспериментов в условиях космического пространства (рис. 1, 2, 3).



Рис. 1. Внешний вид прототипа орбитального сервера на базе платформы «Синергия»

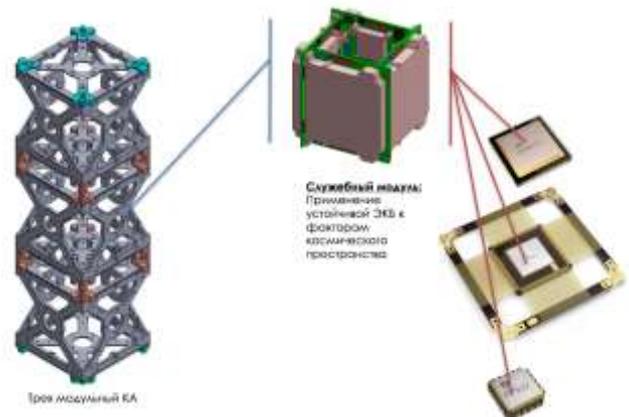


Рис. 2. Структура прототипа орбитального сервера на базе платформы «Синергия» - пример размещения модуля служебных подсистем

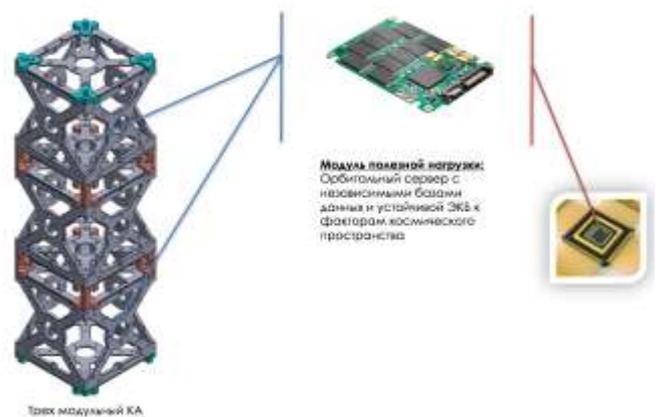


Рис. 3. Структура прототипа орбитального сервера на базе платформы «Синергия» - пример размещения модуля хранения данных

Глобальная цель проекта – создать информационную аэрокосмическую и наземную инфраструктуру нового поколения, основанную на принципах квантовой связи, которая предоставляет продукты и услуги, обеспечивающие новое качество в области передачи, обработки и защиты данных.

Научные разработки проекта основаны на фундаментальных исследованиях по созданию инновационных аэрокосмических квантовых коммуникационных технологий (новый протокол передачи данных). То есть гарантию неуязвимости коммуникационных линий для любых хакерских атак.

В отличие от математических алгоритмов шифрования (даже самый изощрённый можно взломать). В системе квантовой связи для защиты данных возникают фундаментальные законы квантовой физики. Носителями информации являются одиночные фотоны, которые необратимо изменяются при любой попытке перехвата сигнала – таким образом, пользователь мгновенно узнает о вторжении в канал.

Разработанная технология аэрокосмической квантовой связи станет основой для распределенных защищенных сетей нового поколения и будущей инфраструктуры сетевой безопасности, а в дальнейшем интегрируется в концепцию (IoT, Industrial Ethernet/Wi-Fi и т.д.).

С. Описание прототипа

Для отработки идеи по реализации квантовой системы защиты на СМКА необходимо провести первичные работы. Для этого опишем технологию реализации миниатюрного устройства для получения попарно поляризованных фотонных пар с использованием нелинейно-оптических кристаллов, а также оптоэлектронных компонентов (лазер накачки, однофотонные детекторы и поляризационные вращатели на основе жидких кристаллов в совокупности с пассивными оптическими компонентами). Такое устройство потребляет не более 1,5 Вт энергии.

Важно отметить, что в литературе опубликованы [4]–[8] несколько схем построения квантовых сетей связи с использованием космических аппаратов на которых размещены различные квантовые источники и детекторы.

Разрабатываемый прибор предназначен для формирования и регистрации пар фотонов с помощью процесса, известного как спонтанное параметрическое преобразование с понижением частоты (SPDC) [8]: пучок накачки 405 нм взаимодействует с нелинейным оптическим кристаллом. С некоторой вероятностью фотон накачки трансформируется в пару вторичных фотонов (сильно коррелированы по поляризации), подчиняющихся сохранению энергии и импульса. Следовательно, измерение поляризационной корреляции является хорошим механизмом для мониторинга производительности источника запутанных фотонов.

Следовательно, в состав прибора входят: источник запутанных фотонов, схема для измерения степени запутанности, источник высокого напряжения, система термостабилизации оптики. Далее перечислим основные модули:

- устройство управления температурным режимом;
- устройство управления накачкой лазера;

- устройство управления поляризатором;
- устройство регулирования мощности и управления GM-APD (лавинные фотодиоды в режиме Гейгера) (рис. 4);
- ПЗУ для хранения данных эксперимента;
- коммуникационные интерфейсы.

На рис. 4 показана блок-схема модуля GM-APD, в котором используется метод обнаружения импульсов (контур управления с обратной связью в реальном времени). Такой подход поддерживает фиксированное V_E (эффективность детектирования фотонов является функцией напряжения $V_E = V_{bias} - V_{br}$), чтобы эффективность детектирования была постоянной в диапазоне рабочих температур (V_{br} напряжение пробоя, изменяется в зависимости от температуры и V_{bias} напряжение смещения).

На модуль GM-APD поступает напряжение смещения от регулируемого источника (до 200 В и подстройка с шагом 0,01 В). Однако микроконтроллер не может напрямую обеспечить такое высокое разрешение во всем диапазоне. Для этого реализована схема суммирующего усилителя рис. 5. ЦАП iDAC генерирует ток с шагом 0,5 мкА, который используется для создания переменного напряжения. ЦАП DAC запрограммирован на создание напряжения смещения. Операционный усилитель суммирования добавляет напряжение смещения к переменному и вырабатывает конечное управляющее. Эта настройка обеспечивает непрерывное управление выходом источника напряжения с требуемым разрешением.

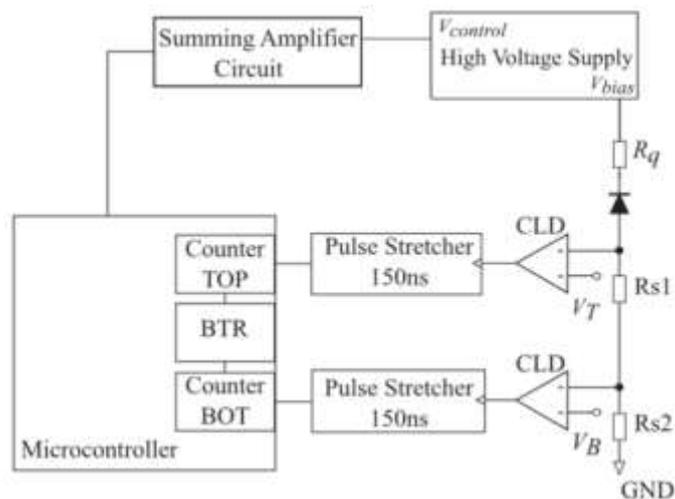


Рис. 4. Структура модуля GM-APD

Анализ развития приложений и изменения трафика интернета вещей

О. А. Махмуд

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
mahmood_omar@list.ru

А. И. Парамонов

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
alex-in-spb@yandex.ru

Abstract. This article provides an analysis of the development of applications and changes in the Internet of Things traffic. Recently, Internet of things has been defined by ITU-T as “objects of the physical world (physical things) or information world (virtual things) that can be identified and integrated into communication networks”. From this perspective, it becomes clear where the trillions of users in new networks will from. Due to the need of improving or modernizing people’s daily life, the demand for mobile communication and mobile Internet services, as well as new technologies and new services is growing every year.

Keywords: *Internet of Things; traffic; infocommunication system*

В данной статье приводится анализ развития приложений и изменения трафика Интернета вещей.

В современном понимании Интернет-вещи определяются МСЭ-Т как «объекты физического мира (физические вещи) или информационного мира (виртуальные вещи), которые можно идентифицировать и интегрировать в сети связи». Исходя из сказанного, становится понятным, откуда возьмутся триллионы пользователей в новых сетях [1]. С каждым годом растет спрос на услуги мобильной связи и мобильного интернета, так же появляются новые технологии и новые услуги, с помощью которых можно улучшить или модернизировать повседневную жизнь человека [2, 3].

Концепция Интернета вещей (ИВ) направлена на дальнейшее развитие инфокоммуникационной системы (ИКС) в части охвата тех сфер деятельности человека, которые еще не были вовлечены в процесс информационного обмена, т.е. перейти на уровень «умных» вещей, «умных» домов и в целом интеллектуального мира [4].

Модернизация существующих сетей связи, строительство новых, а так же развитие традиционных услуг связи приводят к росту объема трафика увеличению скоростей передачи данных и увеличению интенсивности трафика в сетях связи.

Трафик ИВ оказывает сильное влияние на беспроводные сети связи и их эксплуатацию, а также на качество обслуживания. Таким образом, на сегодняшний день важно уметь правильно оценивать трафик Интернета Вещей, а также учитывать его влияния на работу сетевого оборудования и качество предоставляемых услуг. Еще одной не менее важной деталью является оценка оборудования, а именно: какое оборудование будет работать стабильно и сможет обеспечить согласованное взаимодействие трафика Интернета Вещей с другими видами трафика сети. Развитие технологий межмашинных коммуникаций является мировой тенденцией, концепция IoT диктует бурное развитие этой отрасли. Отмечается, увеличение рост объемов трафика Интернета вещей имеет экспоненциальный характер.

Согласно рекомендации международного союза электросвязи мобильный интернет-трафик и М2М-трафик резко возрастут после 2020 года. Видео-трафик будет в 4,2 раза больше, чем не-видео в 2025 году и в 6 раз в 2030 году. Объем трафика, потребляемый сервисами М2М, составит 7% от общего объема в 2020 году и 12% всего в 2030 году [5].

В большинстве случаев, современный трафик IoT можно представить как поток сообщений, при этом под сообщениями подразумевают пакеты, межмашинного взаимодействия. Особенность трафика автоматических устройств во много определяет специфику трафика ИВ.

В данной работе получены результаты исследования трафика систем мониторинга, которые производят, практически, детерминированные потоки трафика, а также трафика систем, реагирующих на внешние события.

Результаты исследования показали, что в определенных условиях трафик ИВ может создавать существенную нагрузку на сети связи и приводить к снижению качества обслуживания. Также показано, что выбор периодичности опроса датчиков систем мониторинга также является фактором, влияющим на свойства трафика.

Полученные в работе результаты расширяют представления о трафике ИВ и позволяют учитывать его особенности при анализе, моделировании и проектировании сетей связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кучерявый А. Е. Интернет вещей // Электросвязь. – 2013. – №. 1. – С. 21.
- [2] Дао Ч.Н., Парамонов А.И. Модели концентрации трафика м2м и оценка его влияния на qos в сетях 5G // Электросвязь, 2018, № 4. С. 32-38 .
- [3] Гольдштейн Б.С., Кучерявый А.Е.. Сети связи пост-NGN. БХВ, С.Петербург, 2013.
- [4] Paramonov A., Koucheryavy A. M2M traffic models and flow types in case of mass event detection // Lecture Notes in Computer Science. 2014. Vol. 8638. PP. 294-300.
- [5] ITU-R Report M.2370-0, IMT traffic estimates for the years 2020 to 2030, July/2015.

Анализ задач построения интернета вещей как сети с допустимыми задержками

О. А. Махмуд

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
mahmood_omar@list.ru

А. И. Парамонов

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
alex-in-spb@yandex.ru

Abstract. This article provides an analysis of the task the building Internet of things as a Delay Tolerant Network. In relation to the movement in the absence of coverage of wireless communication networks and density of transport. Mobile devices can act as message carriers, i.e. they make their physical movement to some point from which they can be transferred to the recipient or to the transit node of the network. Naturally, this possibility depends on the routes of the device.

Keywords: Internet of Things; Delay Tolerant Network; routing

В данной статье приводится анализ задач построения интернета вещей как сети с допустимыми задержками.

При движении в условиях отсутствия покрытия беспроводных сетей связи и низкой плотности транспорта [1, 2]. Мобильные устройства могут выступать носителями сообщений, т.е. производить их физическое перемещение в некоторую точку, из которой они могут быть переданы получателю или на транзитный узел сети. Естественно такая возможность зависит от маршрутов движения устройства [3].

Мы можем исходить из того, что маршруты либо заранее определены, т.е. занесены в память навигатора или системы управления беспилотным автомобилем. В таком случае передающий узел может выбрать именно тот мобильное устройство, которое следует наиболее подходящим маршрутом, при наличии альтернативного выбора.

Если маршруты заранее не определены, то выбор может производиться на основе статистических данных о возможных маршрутах. Например, система управления или мониторинга каждого из мобильного устройства может на основе сбора статистики в течение длительного

времени производить оценку вероятности нахождения мобильного устройства на той или иной территории.

Вся возможная область доставки разделена на слайсы (slice) и для каждого из слайсов вычисляется вероятность прохождения через него маршрута. Большинство личных автомобилей и рейсовых транспортных средств используются ежедневно и проходят одними и теми же маршрутами. Поэтому, ежедневное обновление статистики позволит получить достаточно точные представления о их возможных маршрутах.

В работе приводятся: постановка задачи построения DTN, модель, позволяющая описать вероятность доставки сообщений и предлагаемый алгоритм функционирования.

В докладе представлены результаты моделирования DTN, а именно, разработана математическая модель, позволяющая оценить вероятность доставки сообщения в такой сети.

Также представлен предлагаемый алгоритм функционирования DTN, предполагающий сбор статистических данных каждым из узлов сети и формирующих базу сведений о его перемещениях в области обслуживания.

Также приведен метод выбора оптимального маршрута, реализуемый на основе данных о статистике местоположений узлов сети.

Приводимые результаты могут быть полезны в задачах анализа подобных сетей и в задачах построения протоколов маршрутизации в сетях ИВ.

Система коммуникаций должна быть комплексной, способной к анализу внешних условий, имеющей функции сбора и анализа статистики (обучения), на основании которой формируется опыт управления этой системой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Хуссейн О.А., Парамонов А.И., Кучерявый А.Е. Анализ кластеризации D2D-устройств в сетях пятого поколения // Электросвязь, 2018, № 9., С. 47-54.
- [2] Muthanna A., Masek P., Hosek J., Fajdiak R., Hussein O., Paramonov A., Koucheryav A. Analytical evaluation of D2D connectivity potential in 5G wireless systems // Lecture Notes in Computer Science, 2016. Т. 9870. С. 395-403.
- [3] Бородин А.С., Парамонов А.И. Маршрутизация трафика в сети беспроводной связи, построенной на базе d2d-технологий // Электросвязь, 2019, № 2. С. 38-44.

Снижение круговой задержки и нагрузки в многоуровневой облачной архитектуре

В. Н. Коваленко¹, А. Н. Волков², А.С.А. Мутханна³

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
¹kovalenkovadim1996@gmail.com, ²artem.n@5glab.ru, ³ammarexpress@gmail.com

Abstract. Every year the number of devices with Internet access constantly increases that also lead to increase in the traffic generated by them. Therefore, shortly the whole world should face a problem of big load of network. Networks of the next generation - 5G are developed for the solution of this problem. One of technologies 5G allow to reduce a circular delay and load of basic network is the MEC technology. To bigger efficiency of decrease in loading in network and reduction of delays, it is offered to apply multilevel cloudy architecture. The way of interaction of computing clouds at data transmission from one device, which is in one cell to the device from the next cell, is presented in this article. This way allows providing smaller values of a circular delay and network loading than in case computing clouds can interact with the higher or subordinated cloud.

Keywords: IoT; 5G; SDN; NFV; D2D; MEC; computing cloud; multilevel cloudy structure

С тех пор как в 1999 году Кевин Эштен впервые употребил термин «интернет вещей», число устройств с доступом к сети интернет, постоянно увеличивалось [1, 2] В 2011 году количество устройств интернета вещей стало больше население Земли, а в 2020 году, по мнению некоторых ученых, их число превысит 20 миллиардов. Увеличение количества устройств интернета вещей приводит к увеличению объемов генерируемого ими трафика. Ожидается, что трафик от устройств с доступом к сети интернет в 2020 году будет, по сравнению с объемом трафика 2010 года, в 200 раз больше. Поэтому уже в скором времени пользователям 4G придется столкнуться с проблемой большой загруженности сети, вызванную большими объемами трафика от устройств интернета вещей. Для решения данной проблемы ученые всего мира разрабатывают сети нового поколения – 5G, которые будут обладать сверхвысокой плотностью, ультрамалыми задержками и скоростью передачи информации около 10 Гбит/с [1, 2].

Исследовательский орган PPP (5G Infrastructure Public Private Partnership) считает основными технологиями SDN (программно-конфигурируемые сети) и NFV (виртуализация сетевых функций), а также технологии для снижения загруженности базовой сети и уменьшения круговых задержек – MEC (граничные вычисления множественного доступа) и D2D (взаимодействие устройство-устройство) [3].

Граничные вычисления множественного доступа раньше носили название мобильных граничных вычислений, однако были переименованы, поскольку организация ETSI, занимающаяся исследованием технологии MEC, выяснила, что данная технология применима не только к мобильным, но и ко многим другим видам беспроводных сетей. Основная концепция MEC заключается в перемещении обработки данных как можно ближе к пользователю, то есть на границу сети радиодоступа и базовой сети [3]. Именно данный принцип способствует снижению круговой задержки и сетевых нагрузок [3]. Предполагается, что сеть с технологией MEC будет иметь многоуровневую облачную архитектуру, применяющую три вида вычислительных облаков: микро-облако с небольшими вычислительными и запоминающими возможностями – первый уровень; мини-облако с большими, по сравнению с микро-облаком, вычислительными и запоминающими характеристиками – второй уровень; главное облако с самыми большими во всей сети вычислительными и запоминающими возможностями – последний уровень [3]. Если данные от устройств интернета вещей не может обрабатывать микро-облако они отправляются на обработку мини-облаку, а если и оно не в состоянии, то данные передаются главному облаку. Микро-облако может быть ответственно за обработку данных в одной соте, мини-облако будет связано с контроллером базовых станций, а главное может выступать в роли сервера.

Цель данной работы – предложить многоуровневую облачную архитектуру для снижения нагрузки и общей задержки в моменты, когда информацию надо передавать, например, из одной соты (и от ответственного за эту соту микро-облако) к соседней соте (другое микро-облако). Причины возникновения данной ситуации: 1) устройство интернета вещей, находящееся в одной соте, может захотеть передать данные устройству из соседней зоны, но связанного с другим микро-облаком (также два прибора могут находиться в разных зонах микро-облаков; 2) для определенного устройства мы хотим получить услуг предоставляемую только соседним микро-облаком (или мини-облаком). В обоих случаях предлагается не использовать вычислительное облако более высокого уровня, а сразу организовать взаимодействие двух соседних облаков, что позволит сделать еще меньше сетевую нагрузку и круговые задержки.

Мы предлагаем, чтоб главное облако содержало информацию обо всей сетевой топологии, а мини-облака – о подчиненных ему микро-облаках. Кроме того, микро и мини-облака в своих базах данных должны содержать информацию о соседних по уровню вычислительных облаках и предоставляемых ими сервисным услугам.

Таким образом, взаимодействие двух соседних вычислительных облаков одного уровня многоуровневой

архитектуры в случае взаимодействия двух устройств из соседних сот позволит сделать задержку и нагрузку в сети еще меньше, по сравнению с структурой сети, в которой микро и мини-облака взаимодействуют лишь с выше стоящим облаком (и с подчиненными, в случае с мини-облаком). Однако базы данных всех вычислительных облаков первого и второго уровня будут иметь большие размеры. Для экспериментального подтверждения снижения круговой задержки и нагрузки в сети при взаимодействии смежных облаков предлагается произвести имитационное моделирование в программном комплексе AnyLogic.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Abdelhamied A. Ateya, Ammar Muthanna, Andrey Koucheryavy, “5G framework based on multi-level edge computing with D2D enabled communication”, Conference: Advanced Communication Technology (ICTACT), 2018 20th International Conference on, At Chuncheon-si Gangwon-do, Korea (South), Korea (South).
- [2] Ateya, A. Muthanna, I. Gudkova, A. Vybornova and A. Koucheryavy, “Intelligent core network for Tactile Internet system” International Conference on Future Networks and Distributed Systems, ACM, P.15, Cambridge, Jul.2017.
- [3] Филимонова М.И., Атея А.А., Мутханна А.С., Исследование облачных вычислений в сотовых сетях // Информационные технологии и телекоммуникации. 2017. Том 5. № 3. С. 45–59.

Аутентификация и хэндовер в Wi-Fi на базе архитектуры цифровых объектов

М. А. Рожков

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
monolitrain@gmail.com

М. С. Аль Бахри

Санкт-Петербургский государственный университет
телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
albahri.89@hotmail.com

Р. В. Киричек

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
им. проф. М.А. Бонч-Бруевича
kirichek.sut@mail.ru

Abstract. With the development of wireless network technologies, Wi-Fi access points have become widely used, but like any other technology, it has its limitations, and mechanisms for organizing a seamless 802.11 network, called Wi-Fi roaming have been developed to extend coverage. Up to 1 million devices per square kilometer are expected to be used in modern networks. Such a lot of clients cannot be identified using the MAC addresses and IMEI device identifiers since they can easily be compromised. This problem may be resolved using the DOA architecture.

Keywords: *Wi-Fi roaming; DOA; wireless routing protocol; authentication*

I. АУТЕНТИФИКАЦИЯ И ХЭНДОВЕР В WI-FI НА БАЗЕ
АРХИТЕКТУРЫ ЦИФРОВЫХ ОБЪЕКТОВ

С развитием технологий беспроводной сети повсеместно стали применяться точки доступа Wi-Fi, но и как любая другая технология она имеет свои ограничения, и для расширения зоны покрытия были разработаны

механизмы организации бесшовной сети 802.11 получившие название Роуминг Wi-Fi.

Роуминг в контексте беспроводной сети Wi-Fi – это процесс перехода, подключённого к сети Wi-Fi клиента с одной точки доступа на другую в пределах одного и того же набора расширенных сервисов (ESS) без потери соединения.

В сетях современных сетях предполагается использование до 1 миллиона устройств на квадратный километр. Подобное количество клиентов невозможно идентифицировать, используя MAC-адреса и IMEI идентификаторы устройств, поскольку они легко могут быть скомпрометированы. Данную проблему может разрешить применение архитектуры DOA [1, 2].

DOA – это архитектура для распределения хранения, определения местоположения и поиска информации в интернете[3].

В DOA каждому цифровому объекту присвоен уникальный идентификатор-хендл (Handle). Данный идентификатор можно использовать в методах быстрого роуминга для пропусков этапов аутентификации. Система резолюции связывает эти идентификаторы с информацией о состоянии цифровых объектов. Система резолюции поддерживает верификацию пользователей и верификацию реестра для целей контроля доступа, при условии, что в метаданных содержится информация для аутентификации

Использование технологии DOA обеспечит высокую защищённости сети поскольку одному идентификатору

может соответствовать только один клиент, а также сократить задержку на переподключение до менее 50 мс [4]. Что позволит поддерживать высокое качество связи голосового трафика (голосовой трафик обычно отправляет кадры каждые 20 мс, и требует задержки для роуминга менее 100 мс для предотвращения нарушения вызова). В дополнении DOA позволяет организовывать механизмы мониторинга за перемещениями клиента внутри сети [5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Аль-Бахри М.С., Киричек Р.В., Бородин А.С. Архитектура цифровых объектов как основа идентификации в эпоху цифровой экономики // Электросвязь. 2019. № 1. С. 12–21.
- [2] Белявский Д.М. и др. Цифровая идентификация объектов: технология и не только. М.: Научное обозрение, 2016. 228 с.
- [3] Al-Bahri M., Yankovsky A., Kirichek R., Borodin A. Smart System Based on DOA and IoT for Products Monitoring and Anti-Counterfeiting // Proceedings of the 4th MEC International Conference on Big Data and Smart City (ICBDSC, Muscat, Oman, 15–16 January 2019). Piscataway, NJ: IEEE, 2019. DOI:10.1109/ICBDSC.2019.8645610
- [4] Al-Bahri M., Yankovsky A., Borodin A., Kirichek R. Testbed for Identify IoT-Devices Based on Digital Object Architecture // Internet of Things, Smart Spaces, and Next Generation Networks and Systems. Proceedings of the 18th International Conference, NEW2AN, and 11th Conference, ruSMART (27–29 August 2018, St. Petersburg, Russia). Lecture Notes in Computer Science. Cham: Springer, 2018. Vol. 11118. PP. 129–137. DOI:10.1007/978-3-030-01168-0_12
- [5] Albahri M., Kirichek R., Ateya A.A., Muthanna A., Borodin A. Combating Counterfeit for Io T System Based on DOA // Proceedings of the 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT, 5–9 November, 2018, Moscow, Russia). Piscataway, NJ: IEEE, 2018. DOI:10.1109/ICUMT.2018.8631257

Передача сигналов в феромоновых сетях

М. В. Захаров, Е. А. Кузнецова, А. Ф. Равина

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

Аннотация. Авторами в статье рассматривается передача сигналов в феромоновых сетях, которые являются приложением молекулярных наносетей. Авторы рассматривают виды сигналов, которые могут использоваться в молекулярных наносетях (передача информации с помощью перемещения вещества – феромонов человека и животных, спор и пыльцы растений и т.д.), а также канал распространения сигналов, влияющие на канал аддитивные и мультипликативные помехи. Производится обзор возможных помех природного и техногенного характера, рассматривается их возможное влияние.

Развитие науки и техники в начале XXI века привело к появлению таких телекоммуникационных технологий, которые заставляют нас переосмыслить как принципы

предоставления телекоммуникационных услуг, так и сами услуги. Это и сверхплотные сети с ультрамалыми задержками [1], и интернет навыков [2], тактильный интернет [3] и множество других технологий, которые планируется реализовать в рамках перехода к сетям пятого поколения (5G). Однако все вышеперечисленные технологии работают с объектами макромира, а источники информации в наномире до настоящего времени были доступны лишь в лабораторных условиях.

Сегодня передовые исследования отечественных и зарубежных ученых заложили основу для комплексного и системного подхода к реализации взаимодействия с объектами наномира и предоставления новых телекоммуникационных услуг [4]. Сформированы подходы к организации наносетей на основе нановещей [5, 6], которые способны решать задачи на молекулярном

уровне. Разработана классификация наносетей, которая делит их на электромагнитные – в которых передача информации осуществляется с помощью радиоволн в терагерцовом диапазоне [7, 8], и молекулярные – в которых для передачи информации используется перемещение вещества [9, 10]. Изучение молекулярных сетей представляется в настоящий момент достаточно перспективным, поскольку данная область знаний находится на стыке нескольких дисциплин – органической химии, биологии и телекоммуникаций, и в перспективе позволяет расширить границы знаний об окружающем нас наномире и научиться взаимодействовать с ним.

Далее рассмотрим модель канала для сетей, в которых передача информации осуществляется с помощью перемещения летучих органических веществ (ЛОВ) – спиртов, феромонов, спор и пыльцы растений и т.д. [11]. В качестве образца возьмем классическую модель канала из теории связи (рис. 1).



Рис. 1. Модель канала передачи информации

Для начала определимся с тем, что такое сигнал. Сигналом (от лат. *signum* — знак) в классической теории связи принято называть физический процесс, посредством которого осуществляется передача сообщения на некоторое расстояние, при этом сам сигнал описывается функцией времени [12]. В молекулярных сетях для передачи информации в качестве сигнала могут использоваться феромоны, пыльца, споры растений и т.д. Средой распространения является окружающее пространство. В качестве передатчика/приемника могут выступать любые объекты биосферы: человек, животные, растения, грибы и т.д. При этом большинство объектов биосферы имеют не только мощные передатчики, но и достаточно чувствительные приемники, которые позволяют анализировать непрерывно поступающую из окружающего мира информацию. Так, например, многие хищники способны за несколько километров учуять запах добычи, а растения – способны привлечь насекомых-опылителей во время цветения. Однако человек лишен чувствительного приемника – мы способны почувствовать запах цветов, но не можем отличить ядовитый плод от съедобного на основе источаемого им аромата. Поэтому необходимо, опираясь на современные достижения науки и техники, разрабатывать методы обмена информацией между объектами наномира и макромира, в т.ч. с использованием молекулярных наносетей и современных технических средств (газоанализаторов, микроспектрометров и т.д.).

При этом следует отметить, что молекулярные сети имеют не только теоретическое, и практическое применение. Так, например, при предоставлении и

организации услуг дополненной и виртуальной реальности часто используются различные запахи, способствующие более глубокому погружению пользователя в окружающую его виртуальную или дополненную реальность. Молекулярные сети также могут найти свое применение так, где нет возможности использовать традиционные методы передачи информации – в медицине, сельском хозяйстве, промышленности и т.д. Однако прежде чем рассматривать возможный спектр применений подобных сетей, необходимо определиться с тем, какие препятствия могут возникнуть на пути молекулярных коммуникаций.

Как известно из теории связи, на каналы связи действует большое количество различного рода помех. Под помехой обычно понимают случайное воздействие на сигнал, которое снижает достоверность воспроизведения передаваемых сообщений. Помехи бывают природного (космические, атмосферные, биологические) и техногенного характера (связанные с источниками электромагнитных волн и т.д.). На молекулярные сети подобные помехи действуют точно так же, как и на классические электрические и оптические сети. Например, передаче информации с помощью вещества может помешать ветреная погода или наличие феромонового шума, который вызван присутствием животных или растений. Электромагнитные помехи природного и техногенного происхождения способны оказывать негативное влияние на комплексы технических средств, которые являются приемниками информации в макромире.

В зависимости от характера взаимодействия с сигналом помехи подразделяются на аддитивные и мультипликативные. Аддитивной называется помеха, которая добавляется к сигналу в виде слагаемого, и тогда на приёмнике мы получаем результат:

$$Z(t) = S(t) + n(t),$$

где $Z(t)$ – сигнал на приёмнике, $S(t)$ – передаваемый сигнал, $n(t)$ – аддитивная помеха.

Мультипликативной называется помеха, которая добавляется к сигналу в виде множителя, и тогда на приёмнике мы получаем результат:

$$Z(t) = S(t)K(t),$$

где $K(t)$ – некоторый случайный процесс.

В реальных каналах связи присутствуют как аддитивные, так и мультипликативные помехи, поэтому сигнал на приёмнике:

$$Z(t) = S(t)K(t) + n(t).$$

Условно разделим помехи, которые могут влиять на передачу сигналов в молекулярных сетях на аддитивные и мультипликативные. Тогда к аддитивным помехам можно отнести наличие шумовых молекул (феромонов, пыльцы и спор, летучих органических веществ техногенного происхождения) в среде распространения полезного

сигнала, а к мультипликативным – влияние природных и техногенных факторов на среду, передатчик и приемник (наличие электромагнитных помех, порывов ветра и т.д.).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Бородин А.С. Сети связи пятого поколения как основа цифровой экономики / А.С. Бородин, А.Е. Кучерявый // *Электросвязь*. 2017. № 5. С. 45-49.
- [2] Кучерявый А.Е. Интернет Навыков / А.Е. Кучерявый, Е.А. Кучерявый, Р.В. Киричек и др. // *Электросвязь*. 2017. № 1. С. 29-32.
- [3] Кучерявый А.Е. Тактильный интернет. Сети связи со сверхмалыми задержками / А.Е. Кучерявый, М.А. Маколкина, Р.В. Киричек // *Электросвязь*. 2016. № 1. С. 44-46.
- [4] Кучерявый А.Е. Самоорганизующиеся сети / А.Е. Кучерявый, А.В. Прокопьев, Е.А. Кучерявый. СПб.: Любавич, 2011. 312 с.
- [5] Akyildiz I.F. Internet of Nano-Things / I.F. Akyildiz, J.M. Jornet // *IEEE Wireless Communications*, December 2010. P. 58-63.
- [6] Кучерявый Е.А. Интернет нановещей и наносети / Е.А. Кучерявый, С. Баласубраманиям // *Электросвязь*. 2014. № 4. С. 24-26.
- [7] Boronin P. Capacity and throughput analysis of nanoscale machine communication through transparency windows in terahertz band / P. Boronin, V. Petrov, D. Moltchanov et al. // *Nano communication networks*. September 2014. Vol. 5, issue 3. P. 72-82.
- [8] Петров В.И. Оценка отношения сигнал/помеха в беспроводных сетях связи терагерцового диапазона частот / В.И. Петров, Д.А. Молчанов, Е.А. Кучерявый // *Электросвязь*. 2017. № 10. С. 24-29.
- [9] Кучерявый А.Е. Введение в наносети / А.Е. Кучерявый // *Труды 66-й науч. конф., посвященной Дню Радио*. 2011. С.186-187.
- [10] Пирмагомедов Р.Я. Живые организмы в киберпространстве – проект «биодрайвер» / Р.Я. Пирмагомедов, Е.А. Кучерявый, Р.И. Глушаков и др. // *Электросвязь*. 2016. № 1. С. 47-52.
- [11] Koucheryavy A. From Ubiquitous Sensor Network (USN) to Heart to Heart (He2He) Communications / A. Koucheryavy // *Kaleidoscope 2014*. ITU-T. <https://www.itu.int/en/ITU-T/academia/kaleidoscope/2014/Pages/programme.aspx>.
- [12] Биккенин Р.Р. Теория электрической связи: учеб. пособие для студ. высших учебных заведений / Р.Р. Биккенин, М.Н.Чесноков. М.: Издательский центр «Академия». 2010. 336 с.
- [13] Koucheryavy A. Ubiquitous Sensor Networks Traffic Models for Telemetry Applications / A. Koucheryavy, A. Prokopiev // *The 11th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Networking. NEW2AN 2011*. LNCS, Springer, Heidelberg. 2011. Vol. 6869.
- [14] Захаров М.В. Молекулярные наносети. Сбор информации из наномира / М.В. Захаров, А.Е. Кучерявый, Р.В. Киричек // *Электросвязь*. 2018. № 10. С. 46-50.
- [15] Кучерявый А.Е. Сети Связи 2030 / А.Е. Кучерявый, А.С. Бородин, Р.В. Киричек // *Электросвязь*. 2018. № 11. С. 52-56.

Секция 6. «Телекоммуникации на железнодорожном транспорте»

Возможности применения квантовых линий связи на железнодорожном транспорте

Д. Н. Роенков¹, А. С. Корнюшова²,

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
¹roenkov_dmitry@mail.ru, ²kornastya97@mail.ru

Abstract. Possible applications of quantum cryptography for solving information security problems in real communication networks are considered. Its application allows, in particular: to protect data when they are transferred to the backup storage server; to protect information transmitted between remote objects in the corporate network; to ensure the security of data transmission associated with the management of critical infrastructure and data collection; and others. Special attention is paid to the possibility of using quantum cryptography in railway transport.

Keywords: *quantum cryptography; Quantum Key Distribution; QKD; quantum communication in railway transport; options for the application of quantum communication*

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время продолжается стремительное развитие технологий телекоммуникаций. И одним из ключевых требований, предъявляемых к новым стандартам и системам связи, является обеспечение защиты передаваемой информации.

Важным этапом в развитии защиты информации от несанкционированного доступа стало начало использования квантовой криптографии, главная идея которой заключается в абсолютной зашифрованности сообщений с использованием уникальных секретных ключей. При этом гарантированная секретность передаваемой информации обеспечивается не вычислительными или техническими возможностями, а законами природы.

Отметим, что в зарубежной литературе при рассмотрении квантовой криптографии чаще всего используют понятие квантовое распределение ключей (Quantum Key Distribution – QKD), которое, по сути, и является основой квантовой криптографии.

Как показал опыт последних десятилетий, наиболее подходящими носителями для передачи квантовых состояний на большие расстояния, являются фотоны. Они распространяются со скоростью света, позволяют кодировать информацию в частотных, фазовых, амплитудных, поляризационных и временных переменных. При попытке перехвата фотона он исчезает, поскольку не существует в состоянии покоя. Благодаря этому и становится невозможным незаметное вмешательство в канал связи.

В общем случае любая система квантовой связи состоит из источника квантовых состояний, среды, в которой распространяются эти состояния (канала связи), и детекторов, измеряющих квантовые состояния [1].

Появление квантовой связи привело к анализу наиболее перспективных направлений применения этой технологии, обеспечивающей абсолютную секретность передаваемых данных [2].

Рассмотрим эти направления, а также оценим возможность их использования на железнодорожном транспорте.

II. АВТОНОМНОЕ РЕЗЕРВНОЕ КОПИРОВАНИЕ

Целью является защита процессов и транзакций резервного копирования и обеспечение непрерывности бизнеса (рис. 1).

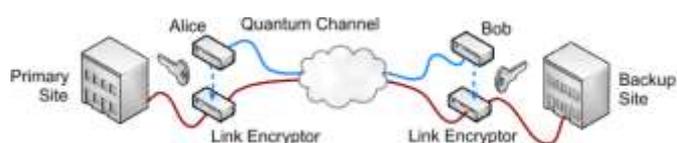


Рис. 1. Схема реализации автономного резервного копирования [2]

Для обеспечения непрерывности деятельности предприятие может использовать резервный сайт и регулярно выполнять удаленное резервное копирование основного сайта. В случае потери данных на первичном сайте данные восстанавливаются с вторичного сайта. Для защиты от крупных катастроф вторичный объект может быть оборудован и настроен таким образом, чтобы в случае выхода основного сайта из строя полностью взять на себя управление.

Поскольку при передаче данных требуется строгая конфиденциальность, обязательной становится система шифрования. В этом случае может использоваться шифратор связи (Link Encryptor) QKD: криптографические ключи должны быть установлены и обменены между первичным и вторичным сайтом. Далее с использованием шифратора связи трафик передается от основного к резервному серверу по квантовому каналу. Ключ в шифраторе связи может обновляться так часто, как позволяет скорость генерации ключа в системе QKD, в зависимости от требований безопасности предприятия.

В настоящее время в большинстве случаев при автономном резервном копировании вообще не используется никакое шифрование, поскольку оно требует больше времени обработки на основном и резервном серверах и большей пропускной способности на линии связи между основным и резервным сайтами.

III. КОРПОРАТИВНАЯ СЕТЬ

Целью является защита инфраструктуры и сервисов в крупных корпоративных сетях.

Предприятие или государственное учреждение владеет частной сетью или арендует доступ к оптоволокну у провайдера инфраструктуры, который соединяет один или несколько центров обработки данных со своими филиалами. Предприятие использует сеть для централизованных приложений, обслуживающих филиалы. Это могут быть коммуникационные приложения (электронная почта, телефония, видео и др.) или серверы баз данных и приложений в центрах обработки данных с соответствующими клиентами в филиалах. Поскольку между филиалами нет прямой связи, связь между филиалами осуществляется через центры обработки данных.

Предприятие или государственное учреждение требует высокого уровня конфиденциальности, целостности и подлинности системы связи и, следовательно, обязательной является специальная система безопасности. Одиночные сетевые соединения между сайтами должны быть защищены шифраторами связи QKD. Криптографические ключи, которые непрерывно генерируются с применением QKD, направляются в шифровальщики связи для шифрования трафика, передаваемого по оптоволоконному каналу или по каналу Ethernet.

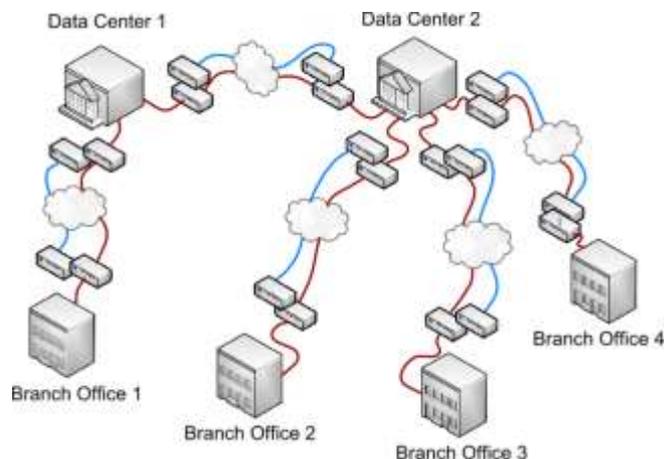


Рис. 2. Корпоративная сеть, использующая шифратор связи QKD [2]

Предприятие или государственное учреждение имеет один или несколько центров обработки данных и несколько филиалов, подключенных к центру обработки данных. Предприятие либо владеет шифраторами связи QKD и соединительной оптоволоконной инфраструктурой, либо арендует их у поставщика инфраструктуры.

IV. ЗАЩИЩЕННЫЙ СЕРВЕР КЛЮЧЕЙ QKD

Предприятие или государственное учреждение управляет центральным сервером управления ключами для предоставления криптографических объектов (ключей, сертификатов) клиентам системы шифрования в нескольких местах в пределах мегаполиса (рис. 3). Запросы клиентов, а также ответы и сервера отправляются по каналам связи, защищенным шифраторами связи QKD, которые используют теоретически безопасное одноразовое шифрование информации и аутентификацию для достижения максимально возможного уровня безопасности.

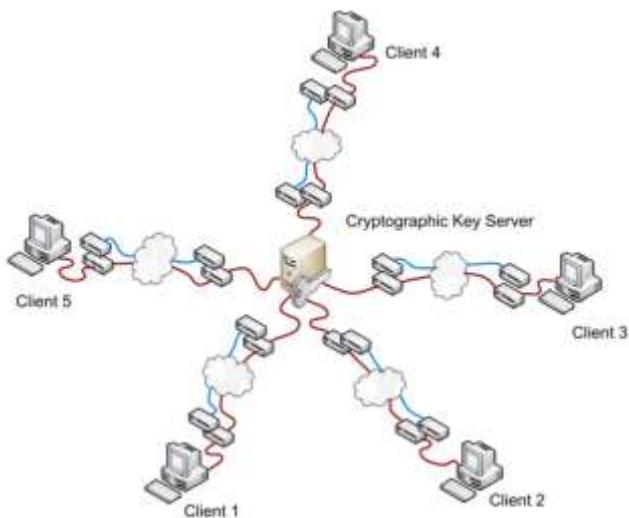


Рис. 3. Центральный сервер ключей с каналами распространения QKD [2]

V. УПРАВЛЕНИЕ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФРАСТРУКТУРОЙ И СБОР ДАННЫХ

Целью является защита связи в системе диспетчерского управления и сбора данных (supervisory control and data acquisition – SCADA) критической инфраструктуры.

В промышленно развитых странах функционирование общества и экономики зависит от постоянной и неизменной доступности определенных инфраструктур, так называемых критических инфраструктур. Примерами важнейших инфраструктур являются коммуникационные услуги, услуги в области водоснабжения, услуги по производству и распределению электроэнергии, газа и нефти и их производных, финансовые услуги, медицинские услуги, транспортные системы, системы производства и распределения продовольствия и Службы национальной безопасности. Интернет можно также рассматривать в качестве важнейшей инфраструктуры, поскольку основные коммуникационные услуги все чаще предоставляются через интернет (например, IP-телефония). Другие критически важные инфраструктуры используют системы диспетчерского управления и сбора данных, которые критически зависят от виртуальных частных оверлейных сетей, построенных поверх интернета.

Системы SCADA в значительной степени зависят от подсистем инфраструктуры связи. Помимо доступности, большинство этих подсистем связи должны обеспечивать конфиденциальность связи, в то время как подлинность и целостность связи могут иметь более важное значение, чем конфиденциальность. Это может иметь место, например, в случае железнодорожной системы управления или системы управления водораспределением, где большее значение может иметь аутентичность команд управления железнодорожными стрелками или водяными клапанами (т. е. что сообщения приходят от законного Центра управления) и защищенная целостность (прибытие к

законному получателю без изменений), чем то, что команды остаются конфиденциальными.

Рассмотрим подробнее, каким образом с помощью квантового распределения ключей может быть защищена железнодорожная сеть. Управление движением поездов осуществляется из Единого диспетчерского центра управления (ЕДЦУ). При этом информация, необходимая для управления движением поездов и элементами железнодорожной инфраструктуры, поступает от датчиков, расположенных вдоль железнодорожных участков, на станциях и т. д. В обратном направлении ЕДЦУ выдает команды сигналам, стрелкам, подвижному составу, и т. д. Связь осуществляется в основном по линиям технологической железнодорожной связи, а также частично по сторонним линиям связи. Крайне важно обеспечить подлинность сообщений; однако для предотвращения конкретных вредоносных атак может потребоваться также передача определенных сообщений в зашифрованном виде и с защитой целостности. Эти свойства должны быть обеспечены с помощью криптографических ключей, распространяемых вместе с QKD.

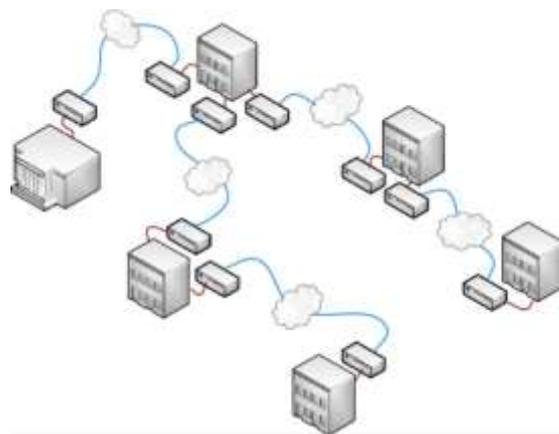


Рис. 4. WAN с использованием одиночных каналов QKD [2]

Общая структура сети железнодорожной связи – это структура частной глобальной сети (wide area network – WAN). Распределение ключей должно осуществляться либо на канальном уровне, либо с использованием выделенной сети с доверенным ретранслятором типа QKD (рис. 4, 5). Из-за ограничений расстояния квантовых соединений оба подхода требуют, чтобы дальность связи между одиночными узлами глобальной сети не превышала типичную длину, которая может быть перекрыта каналом QKD. В железнодорожной системе эти узлы сети WAN, как правило, устанавливаются на железнодорожных станциях, где может быть обеспечен защищенный периметр, контролируемый заслуживающим доверия персоналом.

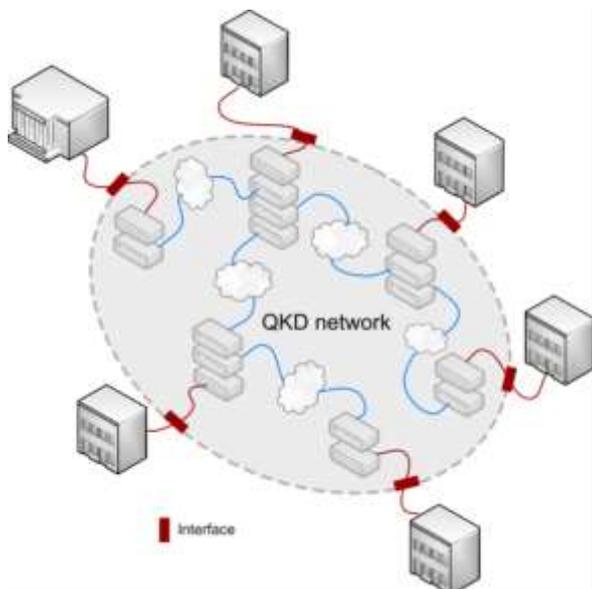


Рис. 5. WAN с использованием сети QKD [2]

Два подхода, представленные на рисунках 4 и 5, отличаются способом управления криптографическими ключами. В глобальной сети, построенной из одиночных каналов QKD, управление криптографическими ключами (буферизация, переадресация ключей для обмена ключами между узлами, которые не подключены напрямую) должно явно осуществляться в сетевых узлах, в то время как сеть QKD обычно обеспечивает интегрированное управление ключами и доступ к ней осуществляется через выделенный интерфейс.

VI. ЗАЩИТА МАГИСТРАЛИ

Цель: Использование QKD для служб безопасности между узлами магистральной сети.

Основная идея настоящего варианта использования заключается в том, что любое совместимое с QKD оптоволоконное соединение в инфраструктуре сетевого провайдера, соединяющее несколько сетей доступа, имеет внутренний потенциальный ресурс квантового канала. Этот квантовый канал может использоваться для обмена квантовой информацией – или оставаться бездействующим и неиспользуемым.

В магистральной линии связи, которая использует технологию WDM для мультиплексирования нескольких каналов в одном оптическом волокне, один конкретный канал (фиксированный или согласованный между обоими концами) используется в качестве квантового канала системы QKD. Система QKD создает непрерывный поток симметричных секретов на обоих концах магистральной линии связи, которые впоследствии используются для служб безопасности на других каналах оптической линии связи.

Сгенерированные ключи могут использоваться для конкретных криптографических задач на уровне провайдера инфраструктуры, таких как проверка

подлинности передач или шифрование определенных сообщений протокола связи с высокой степенью безопасности. Другое использование постоянно генерируемых ключей состоит в том, чтобы использовать их с определенными алгоритмами шифрования для выборочных услуг шифрования сообщений / защиты целостности / аутентификации, предоставляемых клиентам поставщиком услуг.

Поставщик инфраструктуры управляет магистральной сетью, соединяющей несколько подсетей. Магистральные каналы реализованы в технологии мультиплексирования с разделением по длине волны (WDM), обеспечивающей множество цифровых каналов, а также квантовый канал. Сгенерированные ключи QKD используются поставщиком инфраструктуры для обеспечения конфиденциальности, целостности и подлинности всех или выбранных данных, передаваемых по цифровым каналам магистральной линии связи, или для предоставления секретов поставщику услуг, работающему на предоставленной инфраструктуре для конкретных коммерческих услуг, включая шифрование сообщений / защиту целостности / аутентификацию. Поставщик услуг предлагает их своим клиентам.

VII. СЕТЬ ДОСТУПА С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ БЕЗОПАСНОСТИ

Цель: обеспечить безопасность в пассивной оптической сети.

Система QKD используется для распространения криптографических ключей конечным пользователям, подключенным к пассивной оптической сети (PON), поскольку они являются общими в волокне архитектуры домашней сети доступа.

Пассивная оптическая сеть (PON) соединяет один оптический линейный терминал (OLT) с несколькими оптическими сетевыми блоками (ONU). OLT обычно устанавливается на объекте поставщика услуг, в то время как ONU устанавливаются рядом с конечными пользователями.

Один OLT сегодня обслуживает от 32 до 128 ONU, и информация передается в нисходящем направлении от OLT на все ONU, тогда как восходящий поток реализуется в схеме мультиплексирования с разделением по длине волны.

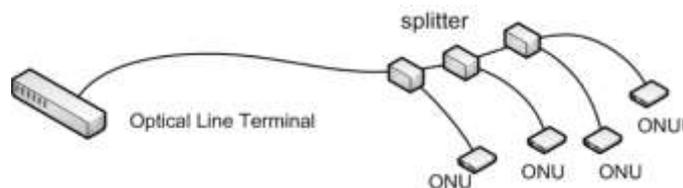


Рис. 6. Пассивная оптическая сеть (PON) [2]

PON использует только пассивные компоненты и каждое ONU видит все по потоку от OLT. Поэтому необходимо использовать шифрование, чтобы предотвратить перехват ONU контента, который не предназначен для них. Современные решения используют общие симметричные ключи для шифрования/

дешифрования, которые могут распространяться со смарт-картами или асимметричными методами (Diffie-Hellman) в сочетании со схемой аутентификации (сертификаты идентификации и PKI).

Тот же самый путь, который используется для передачи классической информации от OLT к ONU конечного пользователя, может использоваться для обмена квантовой информацией, закодированной в одиночных фотонах или слабых импульсах. Но в отличие от классической информации, где каждый бит кодируется в световом импульсе, состоящем из тысяч фотонов, так что каждый ONU может получить сопоставимую долю исходного импульса, выданного OLT, один фотон может прийти только к одному ONU. Вероятность прихода фотона к определенному ONU пропорциональна доле классического сигнала, поступающего к этому ONU. QKD-фотоны измеряются в ONU и через систему синхронизированных часов ONU и OLT могут идентифицировать соответствующие измерения при перегонке общего секретного ключа.

Система QKD, используемая в этом случае применения, состоит из сильно асимметричной установки, где один центральный блок обслуживает множество листов древовидной структуры. В принципе, направление работы не является фиксированным в этом случае использования. Единственный источник может быть в OLT, и обнаружение может быть сделано в каждом из ONU или наоборот. Тем не менее, текущая ситуация, в которой детекторы намного дороже, чем источники, предпочтительнее решение, при котором один детектор в OLT обслуживает множество источников в отдельных ONU.

Эта сеть доступа с высоким уровнем безопасности является потенциальным приложением начального уровня для QKD с ослабленными требованиями к длине канала QKD, что приводит к более высоким скоростям ключей QKD.

VIII. АУТЕНТИФИЦИРОВАННЫХ ДАТЧИКОВ QKD СЕТЬ

Вариант применения предусматривает использование эквивалентной инфраструктуры для аутентификации датчиков и исполнительных устройств и их данных в локальной сети датчиков (например, в аэропорту или на электростанции).

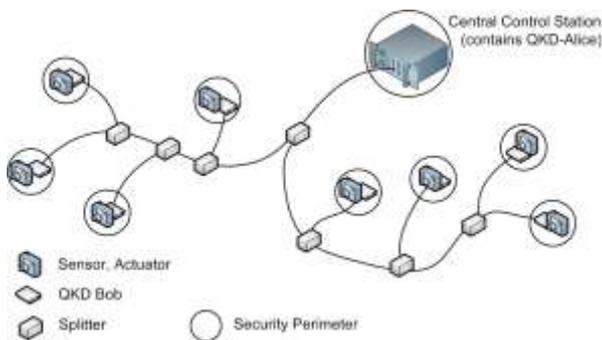


Рис. 7. Сеть датчиков, прошедших проверку подлинности QKD [2]

Сенсорная сеть имеет одну центральную станцию управления, которая управляет одной стороной общей линии QKD (либо на стороне источника, либо на стороне детектора), в то время как многие датчики и исполнительные механизмы имеют множество экземпляров другой стороны общей линии QKD (как правило, менее дорогая сторона, на сегодня – источник). Центральное устройство QKD генерирует общие ключи с любым из периферийных устройств QKD.

IX. СЕРВИС ДАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Цель: Содействовать распределению ключей с высокой степенью безопасности между удаленными узлами без допущений о доверии на промежуточных узлах.

Наземные станции А и В являются двумя узлами в сети, разделенными очень большим расстоянием (дальняя связь), таким как подводный кабель связи, на двух берегах океана. Спутник проходит над А и В один раз в день и позволяет им делиться общим секретом. Секрет используется в симметричной схеме шифрования для защиты передачи данных по каналу дальней связи.

В отличие от случаев, когда общающиеся стороны либо непосредственно связаны между собой каналом QKD, либо полагаются на промежуточную сетевую инфраструктуру для квантового распределения ключей, мы рассматриваем здесь случай дальней связи между удаленными участками, которые обслуживаются один за другим через канал QKD свободного пространства самолетом или низкоорбитальным космическим спутником (на высоте от 300 до 800 километров).

Данный вариант использования включает несколько спутников, соединенных между собой «космическими» радиоканалами, которые способны обмениваться ключами на большие расстояния с очень высокими показателями распространения ключей из-за значительно меньшего затухания пространства по сравнению с земной атмосферой. Этот вариант реализуем при использовании только низкоорбитальных спутников.

На двух наземных станциях А и В имеются системы QKD, предназначенные для передачи ключей в свободном пространстве, оснащенные подвижными направленными телескопами, способными находить и отслеживать движущуюся цель С в небе.

Сначала объект С проходит над наземной станцией А и устанавливает взаимный симметричный секрет «а» с А. Система QKD на объекте С считается надежной и безопасной, поскольку она расположена на высотном летательном аппарате.

Позже С проходит над наземной станцией В и устанавливает еще один симметричный секрет «b» с В. Затем объект С использует его для однократного шифрования секрета, которым он ранее обменивался с А, и передает криптограмму («а» исключаяющее «b») через обычный классический канал связи к В, который может восстановить секрет, который А уже имеет.

Наземные станции А и В теперь имеют общий секрет, который можно использовать для любой криптографической задачи.

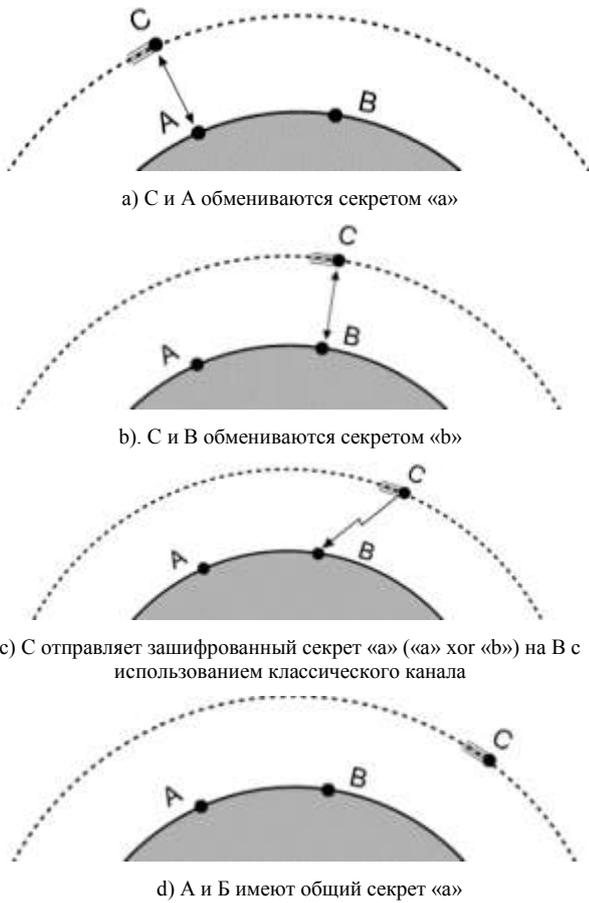


Рис. 8. Порядок обмена секретным ключом с использованием летательного аппарата [2]

Данный вариант применения квантовой криптографии позволяет распределять Ключи с наивысшим уровнем безопасности, охватывающим произвольное расстояние между наземными станциями. Поставщик услуг может предложить уникальную услугу, дающую ему конкурентное преимущество: наземные станции могут перемещаться по земле или быть стационарными.

Х. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представленные варианты использования квантовой криптографии ясно демонстрируют перспективы существенного повышения защищенности информации в первую очередь, в сетях, связанных с управлением и безопасностью критической инфраструктуры. Но в ходе дальнейшего развития и снижения стоимости окончного оборудования системы QKR, оно безусловно станет полезным и доступным и для других пользователей услуг связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] ETSI GR QKD 003 V2.1.1 (2018-03). Quantum Key Distribution (QKD); Components and Internal Interfaces
- [2] ETSI GS QKD 002 V1.1.1 (2010-06). Group Specification. Quantum Key Distribution; Use Case

К вопросу разработки методики радиопланирования систем беспроводной связи в метрополитене

А. А. Адёркина¹, М. А. Шашанов²
ООО «Радио Гигабит»

¹ anastasia.aderkina@radiogigabit.com,

² mikhail.shashanov@radiogigabit.com

В. Ю. Шумилов

ООО «Радио Гигабит»

vyacheslav.shumilov@radiogigabit.com

А. Ю. Трушанин

ООО «Радио Гигабит»

alexey.trushanin@radiogigabit.com

Abstract. In this paper, we present a methodology for the more optimal, in comparison with the existing, location of base stations (BS) in subway tunnels. In developing the methodology, two key tasks were solved: the development of an accurate model of the attenuation of the 5 GHz signal for its propagation in tunnels, and the development of an automatic algorithm for selecting the coordinates of the BS. This work was commissioned by JSC «MaximaTelecom», which is the operator of the Moscow Metro network.

Keywords: base station; tunnel; subway; geometrical optics; signal attenuation; loss magnitude

I. ВВЕДЕНИЕ

Компания «МаксимаТелеком» является оператором сетей Wi-Fi внутри вагонов Московского и Петербургского метрополитенов. Сеть точек доступа Wi-Fi на каждом составе соединяется с наземной сетью при помощи специализированной системы беспроводной связи диапазона 5 ГГц, состоящей из множества базовых станций (БС), расположенных вдоль путей метро, и двух мобильных станций (МС) на концевых вагонах состава. При развертывании данной системы возникает задача оптимального выбора координат БС вдоль путей для обеспечения достаточного уровня сигнала при движении поезда и минимального количества используемых БС. При разработке методики оптимального размещения БС в тоннелях метрополитена были решены две ключевые задачи: разработка достаточно точной модели затухания сигнала диапазона 5 ГГц при его распространении в тоннелях и разработка автоматического алгоритма выбора координат БС.

II. МОДЕЛЬ РАСПРОСТРАНЕНИЯ СИГНАЛА

Основную сложность при выборе координат БС представляет задача расчета величины затухания сигнала

между приемопередатчиками БС и МС в тоннелях, которая в значительной степени зависит от геометрии сечения и локальной кривизны пути. Для решения этой задачи была разработана специализированная модель затухания.

Модель затухания основана на методе геометрической оптики (ГО) и использует знание геометрической формы тоннеля линии метро. Для вычисления затухания между двумя точками проводится поиск лучей, которые выйдя из точки расположения передающей антенны и последовательно отражаясь от стен тоннеля по законам ГО попадают в точку расположения приемной антенны. Для каждого из пришедших в точку приема лучей определяется величина его затухания с учетом изменения расходимости лучей при отражении от выпуклых и вогнутых поверхностей, потерь на отражениях от стен из-за поглощения и рассеяния и диаграмм направленностей антенн. Величина затухания определяется следующей формулой:

$$PL_k^{(h/v)} = PL_{GO} + PL_{refl} - (G_{TX} + G_{RX}),$$

где $PL_k^{(h/v)}$ – суммарное затухание k -го луча в горизонтальной (h) или вертикальной (v) плоскости в дБ, PL_{GO} – величина затухания по законам ГО, PL_{refl} – суммарная величина затухания вследствие отражения от стен, G_{TX} – коэффициент усиления передающей антенны, G_{RX} – коэффициент усиления приемной антенны.

Комбинирование всех найденных лучей между передатчиком и приемником независимо производится как для расчета в вертикальной плоскости, так и для расчета в горизонтальной плоскости. В каждой плоскости предполагается, что суммарная мощность сигнала в точке приемной антенны равна сумме мощностей всех найденных лучей.

III. МОДЕЛЬ СТЕН ТОННЕЛЯ

Реальные стены, как правило, являются неоднородными структурами с множеством выступов, покрытыми толстым (десятки сантиметров) слоем конструкций, представляющих собой хороший рассеиватель радиоволн.

При каждом акте отражения луча от реальной стены только часть излучения отражается в зеркальном направлении (по законам ГО). Остальная часть поглощается материалами стен и рассеивается под другими углами. Для моделирования отражения волны от стены тоннеля строится специальная упрощенная модель самой стены.

В качестве упрощенной модели стены для расчета отражений предлагается структура, имеющая две гладкие границы раздела сред, между которыми расположен переходный рассеивающий слой. В качестве материала такого слоя используется виртуальный материал, отличающийся от воздушной среды наличием относительно небольшой проводимости. Величина проводимости выбирается в таких пределах, чтобы волны рассматриваемых диапазонов частот могли распространяться через материал, но испытывали затухание при распространении (по экспоненциальному закону).

Описанная модель стены имеет два параметра: величину проводимости эффективного материала переходного слоя и толщину переходного слоя. Данные параметры, выбираются по результатам измерений.

IV. КАЛИБРОВКА МОДЕЛИ

Для проверки и калибровки параметров модели в тоннелях Московского метрополитена были проведены две серии измерений. В ходе первой серии были получены зависимости коэффициента отражения от угла падения. Для этого использовались две идентичные антенны, закрепленные на поворотных стойках, расположенные друг напротив друга. В результате вращения стоек каждая антенна ориентировалась под заданным углом. Угол ориентации для каждой из антенн задавался независимо. В результате проведенных измерений удалось получить матрицу мощностных потерь для каждого расположения антенн. Далее были построены зависимости коэффициента отражения от угла падения, которые сравнивались с теоретической слоевой моделью. Пример одной из таких зависимостей представлен на рис. 1. Большие величины погрешностей измерений обуславливаются значительной технической сложностью проведения измерений в тоннелях метрополитена.

Вторая серия измерений в метрополитене заключалась в измерении потери мощности сигнала между зафиксированным передатчиком и приёмником, который перемещался вдоль тоннеля. На рис. 2 представлены зависимости величины потерь от расстояния в поворотном тоннеле с радиусом кривизны около 200 м.

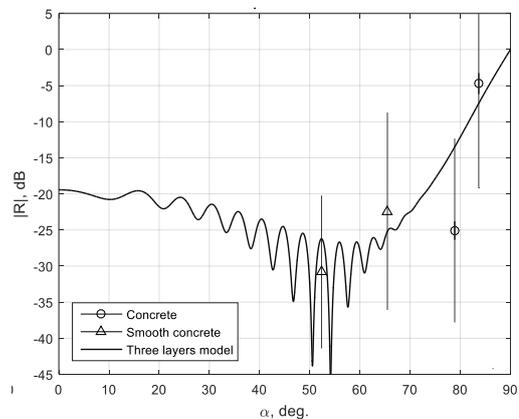


Рис. 1. Зависимости коэффициентов отражения от стен тоннелей в зависимости от угла падения

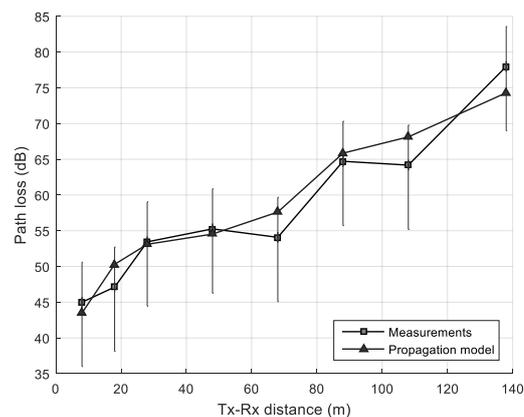


Рис. 2. Зависимость потерь мощности радиосигнала в зависимости от расстояния

Сравнение результатов измерений со значениями, предсказанными моделью, подтверждает достаточную точность разработанной модели.

V. АЛГОРИТМ РАЗМЕЩЕНИЯ БС

Разработанная модель затухания сигнала была использована в программном инструменте автоматического выбора координат БС таким образом, чтобы при движении состава уровень принимаемого сигнала не опускался ниже заданного критического уровня.

Расстановка БС, удовлетворяющая данному требованию, достигается за несколько этапов. На первом этапе БС размещаются так, чтобы затухание сигнала от точки начала перегона до координаты первой БС и между координатами последующих БС были равны заданной величине порога. На втором этапе вводятся поправки к выбранным координатам БС для выравнивания затухания между последней БС и концом перегона и всех прочих затуханий.

VI. РЕЗУЛЬТАТЫ

В ходе выполнения данной работы была построена модель затухания сигнала диапазона 5 ГГц при его распространении в тоннелях, разработан алгоритм расстановки БС вдоль тоннелей, на основе которого был реализован программный инструмент.

Инструмент был успешно применен при планировании сетей в Московском и Петербургском метрополитенах.

Пример полученной расстановки БС представлен на рис. 3, где станции метрополитена отмечены синими отрезками, а выбранные координаты БС – красными точками.

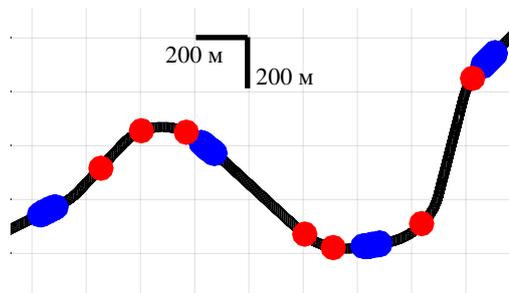


Рис. 3. Расположение БС в тоннелях метро на горизонтальном плане

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] A. Hrovat; G. Kandus; T. Javornik, "A survey of radio propagation modeling for tunnels", IEEE Communications Surveys & Tutorials, v.16, pp.658-669, 2014.
- [2] Л.М. Бреховских, «Волны в слоистых средах», «Наука», М., 1973.
- [3] Bouche, F. Molinet, R. Mittra, "Asymptotic methods in electromagnetics", Springer, Berlin, Germany, 1997.

Перспектива внедрения системы «Интернет вещей» в энергетический комплекс городского электрического транспорта Санкт-Петербурга

А. В. Давыдова

ГУП «Петербургский метрополитен»
Davydova.A@eps.metro.spb.ru

Abstract. The technological concept of the "Internet of Things" (IoT), as a way of combining the development of intellectual things that already exists in our life, is increasingly being used in various projects for the modernization of infrastructure facilities. Foreign companies actively publish statistics on the implementation of this technology noting the relatively high economic effect. Russia shows interest in this kind of projects and direction in general developing regulatory and legislative documentation. The introduction of the IoT concept in Russia involves a wide range of areas of human activity. The use of IoT in transport is advisable to improve security systems, forecasting, and self-monitoring of control systems. The metro, which is considered an increased danger zone remains the object of implementation of these technologies as one of the developing urban transport enterprises.

Keywords: Internet of Things; metro; power industry; urban transport; sensors

I. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Интернет вещей (IoT – Internet of Things) – это технологическая концепция многоуровневой системы, включающей в себя физические объекты («вещи»),

оснащенные интерфейсами, сеть передачи данных, сеть обмена данными между датчиками на оборудовании и системой сбора и обработки информации (идентификации, хранения, обмена/передачи, отслеживания, анализа, визуализации, самомониторинга) в реальном времени, а также удаленного управления человеком.

Наиболее простым для понимания и представления данной концепции «умных» устройств является понятие «умный дом», в котором бытовые вещи взаимодействуют друг с другом с помощью сети, сообщая информацию о собственном состоянии (наполнении, готовности, работоспособности) на компьютер или телефон владельца. Аналогично – «умные тракторы», «умное автострахование», «умные счетчики», «умный город» и т.п.

Спортивные браслеты, умные часы (оповещение о входящих вызовах, SMS и e-mail-сообщениях и пр.), голосовые помощники («Google home», «Alexa»), шлемы для пространственной ориентации людей со слабым или отсутствующим зрением – примеры устройств, распространенных во многих странах и уже вошедших в нашу жизнь, которые несут в себе идею IoT [1].

Технологическая концепция IoT начала формироваться в обсуждениях и теориях еще в конце 80-х годов. За прошедшие десятилетия интерес к данному вопросу только возрастает. Эксперты разделяют страны по количеству реализованных проектов IoT, а именно Северная и Южная Америка (компании General Electric, Harley-Davidson, SierraGorda, Honeywell, Intel, Cisco и др.), Европа (компании Schneider Electric, Elektrilevi, Ericsson, British Gas и др.) и страны APAC (компании Huawei, Samsung и др.). Каждый указанный регион, как и каждая страна в частности, имеет свое соотношение ориентации применения IoT по сферам деятельности [2].

А. Области применения IoT

IoT в мире применяется в различных областях хозяйственной деятельности, каждая из которых имеют иерархическую структуру, показывая масштабность и возможность внедрения интеллектуальных цифровых технологий:

- госпредприятия;
- финансы;
- энергетика;
- коммунальные службы;
- транспорт;
- здравоохранение;

- образование;
- промышленность;
- торговля;
- бизнес-услуги.

Первые позиции по количеству подключенных устройств и по доходам от внедрения IoT занимают транспорт, промышленность и энергетика.

II. ПРОМЫШЛЕННЫЙ ИНТЕРНЕТ ВЕЩЕЙ

Вводят понятие «Промышленный интернет вещей» (IIoT – Industrial Internet of Things), когда говорят о применении технологий не в бытовых процессах, как IoT, а в производственных процессах.

IIoT – это взаимодействие датчиков, сенсоров, которые контролируют работу оборудования на производстве, например, при переработке сырья, при добыче нефти, при добыче полезных ископаемых, также осуществляют снятие показаний с оборудования, контроль условий производства (температура, загрязнение воздуха, давление, влажность), экологической ситуации (выбросы вредных веществ).

А. Отличия IIoT от IoT

Помимо простого разграничения двух понятий IoT и IIoT, как бытовой и производственный, можно выделить некоторые сравнительные характеристики, по которым наиболее наглядно представляется различие.

ТАБЛИЦА I Отличия IIoT от IoT

Параметр сравнения	Интернет вещей (IoT)	Промышленный Интернет вещей (IIoT)
Стоимость (проектных работ, работ по оснащению, обслуживанию)	Низкая.	Высокая. Большой объем устройств, сетей.
Скорость внедрения	Высокая. Замена/оснащение выполняемы в рамках проведения ремонта, короткие сроки.	Низкая. Поэтапное внедрение. Сбор необходимых согласований.
Обработка информации	Допускаются временные задержки при выполнении операций	Жесткая ориентация на выполнение в режиме реального времени обработки после получения данных.
Объем снимаемых данных	Небольшой объем данных.	Большой объем данных.
Сложность управления	Низкая. Выполнение простых алгоритмов.	Высокая.
Количество ЗИП	Небольшое.	Большое.
Информационная безопасность	Защита присутствует.	Требует высокого уровня защищенности системы от внешнего вмешательства.
Последствия неисправностей	Некоторые операции можно выполнить вручную.	Значительные. Остановка/снижение скорости процесса производства. Получение недостоверных данных. Потеря контроля за важными параметрами оборудования.

III. IoT в России

В России выделяются три направления, по которым происходит внедрение технологии IoT:

- производство – удаленный анализ состояния оборудования, контроль и управление производственными процессами, диагностика;

- транспорт – мониторинг местоположения, маршрутов, контроль параметров транспортного средства. Примерами дорожной инфраструктуры являются системы безопасности, электронные табло, камеры видеонаблюдения, навигаторы, карты загруженности дорог, табло с расписанием общественного транспорта, а также мобильные приложения, позволяющие отследить местоположение. Собрать все данные воедино

помогают датчики посредством сетей GPS, GPRS, Wi-Fi, Bluetooth, 3G, 4G, NB-IoT, RFID, ГИС;

- энергосистемы – повышение надежного, бесперебойного и безопасного энергоснабжения. Сети электроснабжения используют технологию Smart Grid, а именно в такую сеть включаются информационно-коммуникационные сети, подбирая оптимальные задачи в зависимости от особенностей региона.

К сдерживающим факторам внедрения IoT в различные области можно отнести следующие:

- отсутствие общепринятых стандартов;
- системы безопасности;
- стоимость внедрения;
- психологическая готовность;
- законодательная база.

В России уже вступили в силу документы, действия которых направлены на планомерное внедрение информационных технологий, такие как:

- Федеральный закон от 27.12.2018 №522-ФЗ «О внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации в связи с развитием систем учета электрической энергии (мощности) в Российской Федерации»;
- Федеральный закон от 26.07.2017 №187-ФЗ «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации»;
- Указ Президента РФ от 09.05.2017 №203 «О Стратегии развития информационного общества в Российской Федерации на 2017-2030 годы»;
- Федеральный закон от 23.11.2009 №261-ФЗ "Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации" и др.

Список российских компаний, внедряющих в своей зоне ответственности и выносящих на государственный уровень проекты с применением IoT, достаточно большой. В данный список входят: госкорпорация «Росатом», ПАО «Ростелеком», «1С», 2TEST, «Яндекс», АО «АйСиЭл — КПО ВС», Beltel Datanomics, ЗАО «КРОК инкорпорейтед», АО «Лаборатория Касперского», АйТи, IBS, ПАО «МТС», ПАО «Мегафон», «ВымпелКом», ПАО «Россети», ОАО «Магнитогорский металлургический комбинат», ПАО «Газпром нефть», ПАО «ЛУКОЙЛ», ПАО «Северсталь», Холдинг «Российские космические системы», ПАО «Силовые машины», ООО «Локомотивные технологии», ГУП «Московский метрополитен», ОАО «РЖД», ОАО «НПО «Сатурн» и др. Эксперты АО «Лаборатории Касперского» внесли свой вклад в создании рекомендаций по обеспечению безопасности IoT-устройств, опубликованным ENISA.

Для более эффективной реализации проектов с технологией IoT необходима работа государства, науки и бизнеса в совместной деятельности, обмене знаниями, опытом.

IV. ТЕХНОЛОГИИ IoT НА ПЕТЕРБУРГСКОМ МЕТРОПОЛИТЕНЕ

На территории Российской Федерации функционируют 7 метрополитенов: Московский, Петербургский, Нижегородский, Новосибирский, Екатеринбургский, Самарский, Казанский.

Метрополитен, являющийся зоной повышенной опасности, при эксплуатации оборудования обязан иметь системы контроля важных параметров оборудования, чтобы удовлетворять общепринятым для метрополитенов правилам [3,4]. Системы, в которых реализован принцип IoT, существуют уже давно, например, вагоны-лаборатории, комплекс технических средств мониторинга, комплексная автоматизированная система диспетчерского управления, автоматическая локомотивная сигнализация с автоматическим регулированием скорости.

В ГУП «Петербургский метрополитен» с 2009 года внедрена автоматизированная информационно-измерительная система коммерческого учета электроэнергии, которая является трехуровневой системой:

- нижний уровень включает в себя информационно-измерительные комплексы, выполняющие функцию измерения и обеспечивают доступ к данной информации по средствам интерфейсов доступа RS-232, RS-485 и/или Ethernet;
- средний уровень включает в себя информационно-вычислительный комплекс энергоустановки для сбора и обработки результатов измерений, диагностику состояния средств измерения и коммутационного оборудования в пределах данного вводно-распределительного устройства;
- верхний уровень включает в себя информационно-вычислительный комплекс системы и выполняет функции сбора, обработки и хранения результатов измерений, поступающих от нижестоящих уровней, решению задач по диагностике состояния средств измерения и коммутационного оборудования.

На верхнем уровне сформирована система обеспечения единого времени для его измерения и синхронизации полученных данных с необходимой точностью [6].

На рис. 1 представлена структурная схема данной системы.

На сегодняшний день на начальном этапе реализации находится проект по оснащению автоматизированной информационно-измерительной системой технического учета энергетических ресурсов и воды ГУП «Петербургский метрополитен». По своей структуре аналогична системе коммерческого учета, также являясь трехуровневой системой, обеспечивающая сбор, обработку, анализ данных, контроль расходования энергоресурсов подразделениями и метрополитена в целом:

- электроэнергия, активная, реактивная;
- холодное водоснабжение в узлах учета водопроводных зданий и сооружений;

- горячее водоснабжение, тепловая энергия в узлах учета систем теплоснабжения станций и отдельно стоящих зданий;
- природный газ в узлах учета системы газоснабжения;
- сжатый воздух в узлах учета системы выработки сжатого воздуха и системы распределения по конкретным потребителям;
- канализационные стоки в узлах учета системы самотечной и напорной канализации хозяйственно-бытовых и ливневых стоков.

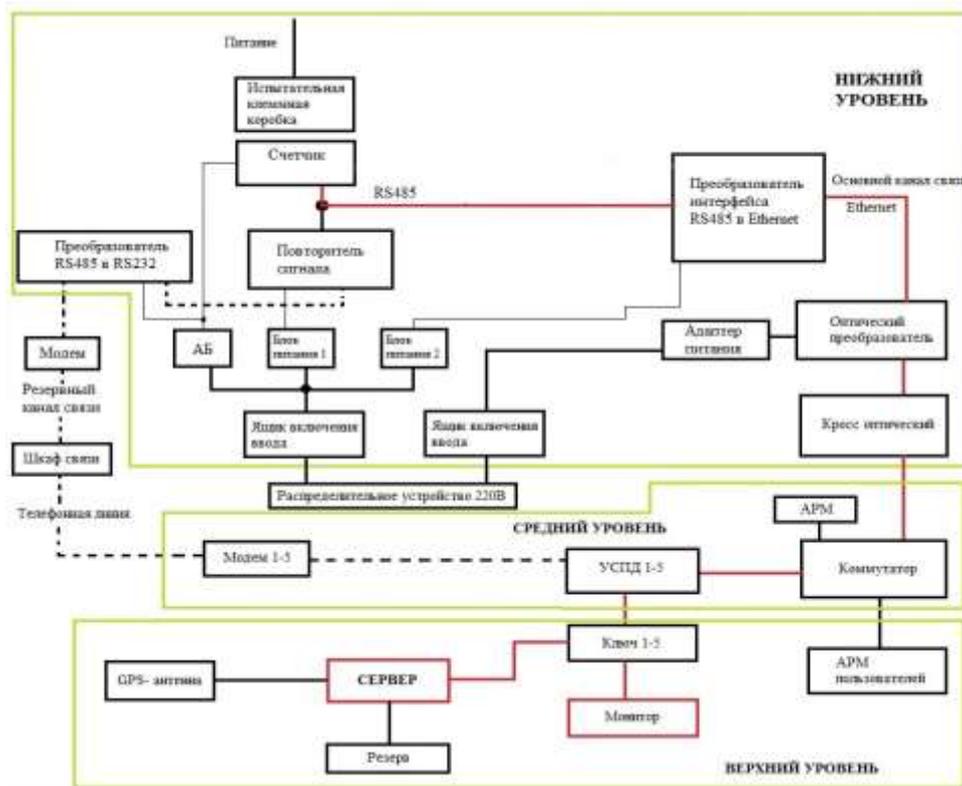


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной информационно-измерительной системы коммерческого учета электроэнергии

Рис. 4. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение не только отдельных принципов IoT, касающихся сбора данных, но и необходимость отслеживания приближения к критическим значениям параметров оборудования, прогнозирование ухудшения состояния объекта, самомониторинга системы, в первую очередь должны быть направлены на внедрение в системы электроснабжения, системы контроля параметров подвижного состава, системы безопасности.

И в данном случае к сдерживающим факторам можно отнести стоимость внедрения, отсутствие унифицированных стандартов. А также отдельно можно выделить импортозамещение, поскольку разработки в области IoT в России имеют недостаточный уровень развития по сравнению с зарубежным опытом внедрения.

Чтобы произвести операции с данными, полученных от большого количества устройств, необходимы большая вычислительная мощность системы и программные средства, адаптированные к задачам метрополитена. Их могут обеспечить только передовые технологии.

Дальнейшее внедрение IoT на предприятиях России, а том числе ГУП «Петербургский метрополитен», требует внешней поддержки и инвестирования, нормативной базы и стандартов, эффективной инфраструктуры взаимодействия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сайт TADVISER. Интернет вещей Internet of Things. [Электронный ресурс]. URL: [http://www.tadviser.ru/index.php/%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BD%D0%B5%D1%82_%D0%B2%D0%B5%D1%89%D0%B5%D0%B9_Internet_of_Things_\(IoT\)](http://www.tadviser.ru/index.php/%D0%98%D0%BD%D1%82%D0%B5%D1%80%D0%BD%D0%B5%D1%82_%D0%B2%D0%B5%D1%89%D0%B5%D0%B9_Internet_of_Things_(IoT)). Дата обращения: 01.04.2019 г.
- [2] Сайт iot.ru. Объем поставок умных счетчиков в Европе по итогам года достигнет 23 млн. [Электронный ресурс]. URL: <https://iot.ru/energetika/obem-postavok-umnykh-schetchikov-v-evrope-po-itogam-goda-dostignet-23-mln>. Дата обновления: 20.10.2017 г. Дата обращения: 01.04.2019 г.
- [3] Электроснабжение метрополитенов. Устройство, эксплуатация и проектирование: Учеб. / Под ред. Е.И. Быкова. М.: Транспорт, 1977. 431 с.
- [4] Сайт КОМПЬЮТЕРРА. IoT уйдет под землю. [Электронный ресурс]. URL: <https://www.computerra.ru/228908/iot-ujdet-pod-zemlyu/>. Дата обновления: 28.04.2018 г. Дата обращения: 01.04.2019 г.

- [5] СП 120.13330.2012 Метрополитены. Актуализированная редакция СНиП 32-02-2003 (с Изменениями № 1, 2).
- [6] Сайт Единая информационная система в сфере закупок. Просмотр извещения о закупке №31807389980. [Электронный ресурс]. URL:

http://zakupki.gov.ru/223/purchase/public/purchase/info/documents.html?id=2765352_p=1®Number=31807389980. Дата обновления: 29.12.2018 г. Дата обращения: 01.04.2019 г.

Исследование вероятностно-временных характеристик функционирования системы управления телекоммуникационной сетью

М. А. Сахарова¹, А. К. Канаев², Э. В. Логин³

Петербургский государственный университет путей сообщения императора Александра I
¹zuvakamariya@mail.ru, ²kanaev@pgups.ru, ³elinabeneta@yandex.ru

Abstract. The developed telecommunication network (TN) management systems (MS) should ensure the smooth operation of all its elements, which in turn will allow TN to provide users with services of a given quality.

The TN MS construction solutions considered in the work are aimed at ensuring the required state of the TN with timely and reasonable formation of decisions for TCS management in conditions of limited computing and time resources for decision-making, as well as in terms of high dynamics of changes in the state of the TN.

During the TN control system designing, a sequence diagram has been developed with the use of UML tools, taking into account the main components of the control process: TN MS, technical diagnostics system and the control object (TN). To confirm the fulfillment of the specified requirements for the functioning of both the TN and its MS, analytical and simulation model of the TN MS functioning processes has also been developed.

Keywords: network management system; Unified Modeling Language (UML); stochastic network; simulated model; operations management

I. ПРОБЛЕМАТИКА ИССЛЕДОВАНИЯ

Разрабатываемые системы управления телекоммуникационной сетью (ТКС) и ее подсетями должны обеспечивать бесперебойную работу всех ее элементов, что в свою очередь позволит ТКС обеспечить предоставление пользователям услуг заданного качества [Y.1540, Y.1541].

Для решения этих задач разработаны и внедрены производителями различные варианты системы управления как подсетями ТКС (например, Spectrum компании Cabletron Systems, Open View фирмы Hewlett-Packard, NetView корпорации IBM и др.), так и ТКС в целом (например, ЕСМА на сети ОАО «РЖД»). Однако, предложенные решения не позволяют в полной мере реализовать сетевые принципы управления ТКС,

регламентированные ИТУ-Т М.3010, М.3400, М.3701, М.3348.

Рассматриваемые в работе [1] решения по построению систем управления ТКС направлены на обеспечение требуемого состояния ТКС при своевременном и обоснованном формировании решений по управлению ТКС в условиях ограниченности вычислительных и временных ресурсов на принятие решений, а также высокой динамики изменения состояния ТКС.

II. ТЕХНИЧЕСКОГО ПРОЕКТИРОВАНИЕ

Для решения поставленной задачи по обеспечению требуемого состояния ТКС разработана диаграмма классов (рис. 1) с помощью средств UML (Unified Modeling Language – унифицированный язык моделирования) [2], учитывающая основные составляющие процесса управления, включая подпроцессы системы управления ТКС, системы технической диагностики и объекта управления (ТКС).

Система управления выполняет формирование запросов на проведение измерения и восстановления исправного состояния ТКС в случае обнаружения отказа (неисправности), обработку и анализ диагностических данных объекта управления, принятие решения о состоянии ТКС. Отличительной особенностью данной системы управления является применение методов интеллектуальной обработки диагностических данных, реализованных в соответствующем программном модуле [1].

Система технической диагностики обеспечивает оперативный контроль параметров сети, измерения диагностических параметров элементов ТКС и параметров качества обслуживания (QoS), резервирование, восстановление и ремонт элементов ТКС. По результатам воздействия системы управления на ТКС выделены процессы сбора диагностических данных и восстановление исправного состояния.



Рис. 1. Диаграмма классов объекта исследования

III. АНАЛИТИЧЕСКОЕ И ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

комплекса (рис. 1), характеризуется временем и вероятностью его реализации (табл. 1).

Каждый подпроцесс управления, реализуемый соответствующим модулем в составе программного

ТАБЛИЦА I ХАРАКТЕРИСТИКА ПОДПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ ТКС

№	Подпроцессы СУ ТКС	Условное обозначение	Среднее значение, мин.
1	Формирование запроса	$w(s)$	0,5
2	Оценка технического состояния ТКС	$z(s)$	60
3	Сбор, хранение и предоставление данных о ТКС	$bd(s)$	0,5
4	Формирование алгоритмической структуры ТКС	$Sn(s)$	5
5	Вероятность обнаружения исправного состояния	Pw	0,7
6	Определение количества отказов	$h(s)$	1,5
7	Вероятность выявления отказов в ТКС	Pn	0,6
8	Измерение параметров элементов	$a(s)$	2
9	Обработка диагностических данных элементов:	-	-
10	- при использовании интеллектуального анализа данных (ИАД)	$y1(s)$	0,5
11	- при автоматизированном режиме обработки диагностических данных (без ИАД)	$y2(s)$	30
12	Определение типа неисправности	$x(s)$	10
13	Изменение потоковой структуры ТКС	$k(s)$	1,5
14	Восстановление ТКС на уровне элементов сети (EMS)	$v(s)$	45
15	Измерение сете-ориентированных параметров QoS	$b(s)$	2
16	Измерение параметров QoS для определения качества предоставления услуг	$m(s)$	3
17	Обработка параметров QoS:	-	-
18	- при использовании ИАД	$l1(s)$	0,3
19	- при автоматизированном режиме обработки диагностических данных (без ИАД)	$l2(s)$	20
20	Определение причины изменения параметров QoS	$x1(s)$	10
21	Изменение параметров элементов ТКС на время восстановления	$k1(s)$	15
22	Восстановление ТКС на уровне сети (NMS)	$v1(s)$	60

Разрабатываемые модели должны позволить оценить вероятностно-временные характеристики реализации циклов управления ТКС в различных условиях функционирования, а также оценивать вклад каждого элемента модели (подпроцесса управления ТКС) в общее время цикла управления (Тцу), что в конечном итоге позволит гибко управлять Тцу за счет изменения вероятностно-временных характеристик отдельных подпроцессов управления ТКС.

Разработана аналитическая модель в виде стохастической сети и выполнено ее топологическое преобразование [3,5]. Получены результаты моделирования исследуемого цикла управления ТКС, которые позволили сделать следующие выводы:

- при увеличении вероятности P_w , отражающей применение элементов ТКС с более высокими надежностными характеристиками, вероятность завершения цикла управления за 200 минут увеличивается на 0,4;
- при использовании средств интеллектуального анализа данных [1,4,5] сокращается среднее время реализации цикла управления ТКС в среднем на 75 минут при изменении вероятности P_w от 0,2 до 0,5.

Разработана в среде AnyLogic [6] дискретно-событийная модель процесса функционирования системы управления ТКС.

Получены результаты имитационного моделирования [7, 8] исследуемого цикла управления ТКС, которые позволили сделать следующие выводы при использовании интеллектуального анализа данных (нейронных сетей):

- среднее время реализации цикла управления ТКС достигает 29 минут при обнаружении исправного состояния объекта управления;
- сокращается на 23 минуты при обнаружении отказа (неисправности) элементов ТКС;
- сокращается на 17 минут при обнаружении ухудшения параметров QoS.

Стоит отметить, что результаты имитационного моделирования соответствуют полученным результатам аналитического расчета методом топологического преобразования стохастических сетей. Однако, имитационная модель по сравнению с аналитической моделью обладает большей гибкостью и масштабируемостью, а также возможностью задания времени нахождения в отдельных состояниях на основе функции распределения случайных величин, полученных на основе статистических данных.

Полученные результаты позволили оценить вклад каждого подпроцесса управления сетью и сформировать комплекс предложений по уточнению их вероятностно-временных характеристик, учитывая требования к объекту управления и допустимое время на реализацию функций управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сахарова М.А. Управление состоянием сети передачи данных оперативно-технологического назначения / Канаев А.К., Сахарова М.А. // Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям. 2018. Т. 1. С. 470–472.;
- [2] Грейди Буч, Джеймс Рамбо, Айвар Джекобсон. Язык UML. Руководство пользователя – The Unified Modeling Language user guide. 2-е изд. М., СПб.: ДМК Пресс, Питер, 2004. 432 с. ISBN 5-94074-260-2.
- [3] Привалов, А.А. Метод топологического преобразования стохастических сетей и его использование для анализа систем связи ВМФ / А.А. Привалов. СПб: ВМА, 2000 г. 166 с.
- [4] Опарин Е.В. Предложения по построению интеллектуальной системы поддержки принятия решений по управлению сетью тактовой сетевой синхронизации / Канаев А.К., Опарин Е.В. // Труды учебных заведений связи. 2017. Т. 3. № 4. С. 43-53.
- [5] Вандич А.П. Направления повышения оперативности управления телекоммуникационной сетью ОАО "РЖД" / Привалов А.А., Вандич А.П. // 71-я Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио Труды конференции. 2016. С. 236-238.
- [6] Официальный сайт компании AnyLogic [Электронный ресурс]. – Режим доступа: www.anylogic.ru
- [7] Маликов, Р. Ф. Практикум по имитационному моделированию сложных систем в среде AnyLogic 6: учеб. пособие / Р.Ф. Маликов. Уфа: Изд-во БГПУ, 2013. 296с.
- [8] Куприяшкин, А.Г. Основы моделирования систем: учеб. пособие / А.Г. Куприяшкин; Норильский индустр. ин-т. Норильск: НИИ, 2015. 135 с.

Особенности реализации сетей передачи данных на основе технологии виртуализации сетевых функций для задач железнодорожного транспорта

А. К. Канаев¹, М. А. Сахарова², К. Б. Боброва³

ФГБОУ ВО Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
¹kanaev@pgups.ru, ²zuvakamariya@mail.ru, ³atorina141@yandex.ru

Abstract. During equipment operation of railway transport data transmission network (DTN) specialists face problems that lead to data transmission delays and packets loss, which affects the provided quality services (Y.1540, Y.1541). At the same time, while tightening the communication services requirements and expanding the amount of information transmitted, service providers must ensure maximum data transfer speed, reliability, safety and other requirements for data transmission networks (DTN).

Network functions virtualization technology usage (NFV - ETSI GS NFV-SWA 001 V1.1.1 (2014-12)) is proposed to solve these problems in context of the study. This provides greater flexibility and scalability of the network, reduce costs, as well as ensures data security by giving faster service to operators. It is important to note that the critical feature of the NFV application, is the transition from the hardware network functions implementation to running on standard servers and virtual machines software modules.

Keywords: data transmission networks (DTN); network function virtualization (NFV); management and orchestration (MANO)

Общемировая тенденция развития телекоммуникационных средств нацелена на поэтапное увеличение программной составляющей аппаратно-программного комплекса связи. Что в целом обеспечивает снижение затрат на разработку, эксплуатацию и модернизацию средств сети связи. Одной из наиболее перспективных технологий реализации перехода является подход, обеспечивающий виртуализацию ряда сетевых функций.

В процессе эксплуатации оборудования сетей передачи данных (СПД) на железнодорожном транспорте сталкиваются с проблемами, которые приводят к задержкам передачи данных и потерям пакетов [1], что сказывается на качестве передаваемой информации (Y.1540, Y.1541). Также поставщики услуг должны обеспечить максимальную скорость, безопасность передачи данных, отказоустойчивость сети, предоставив абоненту достоверную информацию.

Все эти особенности привели к развитию новых технологий построения СПД. В последнее время

наблюдается переход к внедрению технологий SDN (Software-Defined Networking) и NFV (Network Function Virtualization – виртуализация сетевых функций).

Под NFV будем понимать технологию, позволяющую перевести сетевые функции на программные модули, работающие на стандартных серверах и виртуальных машинах.

Концепция NFV позволяет обеспечить большую гибкость и масштабируемость сети, снизить расходы, а также гарантировать безопасность данных, предоставляя операторам быстрое развертывание услуг.

NFV получила статус отраслевого стандарта в 2012 г с публикацией документа в ETSI GS NFV-SWA 001 V1.1.1 (2014-12).

Правительство Российской Федерации включило технологию NFV в перечень приоритетных научных задач [2]. Исследованием занимается центр прикладных исследовательских компьютерных сетей (ЦПИКС).

Состояние российского рынка телекоммуникаций на базе NFV на текущий момент может быть отнесено к начальному этапу развития. Среди представителей-разработчиков телекоммуникационного оборудования РФ самый большой интерес к технологии NFV проявили компании: Ростелеком, МТС, Воентелеком [3]. Крупными производителями телекоммуникационного оборудования рассматривается и анализируется переход к NFV [4].

Развитие СПД на железнодорожном транспорте предполагает модернизацию телекоммуникационного оборудования, а также увеличение количества услуг.

Применение технологии NFV позволяет создавать сервисы ранее доступные только в виде аппаратных решений, позволит усовершенствовать существующую СПД, упростить инфраструктуру, достичь большего потока передаваемой информации, а также позволит быстро и легко разворачивать сеть и начинать ее эксплуатацию (рис. 1).

Виртуализация СПД на базе NFV	
Преимущества применения виртуальной сети для операторов	<ul style="list-style-type: none"> - предоставление новых услуг с сокращением капитальных затрат на оборудование; - гибкость управляемости сети; - переход оборудования на стандартизированные серверы и сетевые компоненты, не привязывая операторов к поставщикам оборудования; - снижение операционных расходов за счет упрощения системы мониторинга и администрирования; - быстрое подключение новых пользователей к сети; - обеспечение безопасности данных за счет разделения и изоляции сегментов сети; - масштабируемость услуг, организованные на базе ПО позволяют в течении дня увеличивать или уменьшать объем используемых ресурсов одного и того же аппаратного обеспечения в зависимости от нагрузки.

Рис. 1. Преимущества виртуализации сети

Характерной особенностью сетевых функций на базе NFV является их группирование в цепочки для реализации нужной последовательности элементарных операций, что облегчает задачу мониторинга и управления ими через механизм оркестрации (MANO), обеспечивающий требуемую доступность и защищенность.

В докладе сформулированы основные положения архитектуры сети на базе NFV, позволяющие обеспечить динамичное управление сервисами, простой доступ к ресурсам, а также минимизировать количество используемого разнородного оборудования на железнодорожном транспорте и упростить переход на облачную инфраструктуру.

Дистанционное и оперативное управление применяемым сетевым парком обеспечивается включенным модулем СУ (MANO) (рис. 2) в составе архитектуры сети СПД железнодорожного транспорта на базе NFV.

Разработка архитектуры СУ СПД на базе NFV											
Модуль СУ (MANO)	<table border="1"> <tr> <td>3.1 Реализация функций управления элементами сети (EMS)</td> <td></td> </tr> <tr> <td>3.2 Реализация функций управления надежностью</td> <td></td> </tr> <tr> <td>3.3 Реализация функций управления безопасностью</td> <td></td> </tr> <tr> <td>3.4 Реализация функций управления сетью (NMS)</td> <td></td> </tr> <tr> <td>3.5 Реализация функций управления услуг (SMS)</td> <td></td> </tr> </table>	3.1 Реализация функций управления элементами сети (EMS)		3.2 Реализация функций управления надежностью		3.3 Реализация функций управления безопасностью		3.4 Реализация функций управления сетью (NMS)		3.5 Реализация функций управления услуг (SMS)	
3.1 Реализация функций управления элементами сети (EMS)											
3.2 Реализация функций управления надежностью											
3.3 Реализация функций управления безопасностью											
3.4 Реализация функций управления сетью (NMS)											
3.5 Реализация функций управления услуг (SMS)											

Рис. 2. Модуль СУ (MANO)

Таким образом, исследование перехода от классического построения СПД на железнодорожном транспорте к NFV для достижения поставленных целей является актуальным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Сахарова М.А. Управление состоянием сети передачи данных оперативно-технологического назначения / Канаев А.К., Сахарова М.А. // Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям. 2018. Т. 1. С. 470–472.;
- [2] Указ Президента РФ от 07.07.2011 N 899 (ред. от 16.12.2015) "Об утверждении приоритетных направлений развития науки, технологий и техники в Российской Федерации и перечня критических технологий Российской Федерации";
- [3] Новости ИТ и телекоммуникаций. Чем удивил Воентелеком «Армио-2016» // Воентелеком. URL: <https://voentelecom.ru/news/novosti-kompanii/chem-udivil-voentelekom-armiyu-2016/> (дата обращения: 29.03.2019);
- [4] Ефимушкин В.А., Ледовских Т.В., Корабельников Д.М., Языков Д.Н. Обзор решений SDN/NFV для зарубежных производителей // Научная электронная библиотека «Киберленинка». URL: <https://cyberleninka.ru/article/v/obzor-resheniy-sdn-nfv-zarubezhnyh-proizvoditeley> (дата обращения: 29.03.2019).

Подход к обеспечению доставки приоритетного трафика в мультисервисных сетях с высоким уровнем загрузки

И. В. Захаров

ЗАО «Институт телекоммуникаций»
zakharov-ivan-v@yandex.ru

М. А. Сахарова

Петербургский государственный университет путей
связи Императора Александра I (ПГУПС)
zuvakamariya@mail.ru

Abstract. A mandatory requirement for each multi-service network is to meet the quality of service (QoS) demands regardless of the served subscribers' number and the corresponding change in the total flow of transmitted data.

Part of the solution to the problem of QoS requirements is the approach proposed in the article. The approach consists in the phased allocation of the network node resources. It is based on the priority service of user traffic mechanism, taking into account the given probabilistic-temporal characteristics of the transmitted data.

The approach is implemented in the C++ language using Qt cross-platform toolkit. To confirm the fulfillment of the specified requirements for probabilistic-temporal characteristics of the transmitted data simulation model has also been developed.

Keywords: multi-service network; quality of service; QoS; priority service; UML

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитие мультисервисных сетей связи (МСС), организованных в том числе и на беспроводных технологиях, связано в первую очередь с растущими требованиями потребителей в части расширения спектра услуг связи, а также с увеличением числа обслуживаемых пользователей оператором связи. Эти задачи в свою очередь обязывают операторов связи обеспечивать предоставление приоритетных услуг заданного качества в условиях увеличения уровня загрузки сети., в том числе и в условиях низкой пропускной способности, больших задержек и высокого коэффициента ошибок, характерных для технологических сетей связи [4].

Для того чтобы обеспечить требуемые технические нормы на показатели функционирования МСС и её подсетей [1] к решению задачи по передаче абонентского трафика необходимо подходить комплексно: увеличить полезную пропускную способность сети за счет применения механизмов управления служебным трафиком, сокращения времени обработки [7, 8], а также разработать алгоритмы приоритетного обслуживания разнородного трафика.

II. ПРЕДЛАГАЕМОЕ РЕШЕНИЕ

Предлагаемый подход, заключающийся в поэтапном распределении ресурсов сети, и основанный на приоритетном обслуживании пользовательского трафика с учетом заданных вероятностно-временных характеристик и осуществляющий передачу данных с учетом характеристик канала (пропускной способности, скорость и пр.), может стать таким механизмом.

Для его реализации была разработана дискретно-событийная модель, представленная средствами UML [2, 3]. Для простоты реализации и ускорения разработки, был использован межплатформенный инструмент Qt/C++ [9], предоставляющий готовую реализацию механизмов регистрации, отслеживания и обработки событий. Диаграмма состояний дискретно-событийной модели представлена на рисунке (рис. 1).

Событийный список содержит 5 основных событий:

- новое сообщение;
- новый контейнер для постановки в очередь;
- таймаут ожидания отправки;
- таймаут ожидания квитанции;
- готовность интерфейса передающего устройства;
- квитанция.



Рис. 1. Диаграмма состояний «Дискретно-событийная модель»

Объектом обработки является «контейнер» – программно реализуемый объект, который инкапсулирует поступающее сообщение. Перед инкапсуляцией сообщение проходит проверку на целостность данных и соответствие требованиям сети, которые закладываются на этапе её проектирования. Контейнер хранит все необходимые данные для осуществления операций над сообщением: адреса «отправителя», «получателя», «идентификационный номер», «время создания сообщения» (t_0), «максимальное время хранения» (t_1), «максимальное время на подтверждение получения сообщения» (t_{wack}) и «приоритет» (Pr) сообщения.

Приоритет определяет временные характеристики сообщений: максимальное время хранения и максимальное время, отведенное на доставку сообщения. Параметр «максимальное время, отведенное на доставку сообщения» в сумме с параметром «максимальное время на доставку квитанции» определяет «максимальное время на подтверждение получения сообщения». Время доставки квитанции единое для всех приоритетов.

Хранение контейнеров осуществляется в специальном буфере. Каждый контейнер, хранящийся в данном буфере, уникален и остается в нем до наступления события, ведущего к его удалению (квитанция о доставке, таймаут ожидания).

Приоритетное обслуживание трафика, согласно разработанному алгоритму, обеспечивается механизмом приоритетных очередей (рис. 2) с квитированием и учетом временных характеристик. Временные характеристики позволяют осуществлять контроль актуальности сообщений и являются необходимым условием для надежной доставки данных и контроля объем служебного трафика (квитанций) в сети.

Контроль осуществляется при помощи таймеров: таймера хранения сообщения и таймера ожидания квитанции.

Таймер хранения сообщения выставляется по окончанию формирования контейнера. Условие срабатывания таймера описывается так: $(t_0 + t_1) < t_c$, где t_c – значение времени в текущий момент. Срабатывание таймера хранения сообщения – это событие «таймаута ожидания отправки».

Запуск таймера ожидания квитанции происходит после отправки сообщения. Таймер срабатывает при условии: $(t_0 + t_{wack}) < t_c$. Срабатывание таймера ожидания – это событие «таймаут ожидания квитанции».

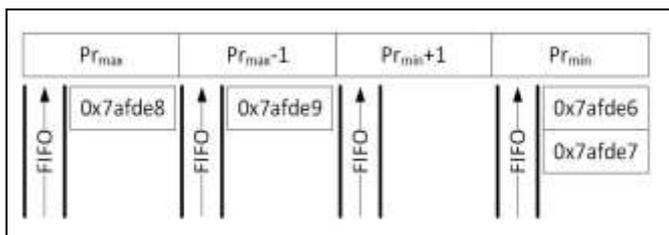


Рис. 3. Схема организации приоритетной очереди

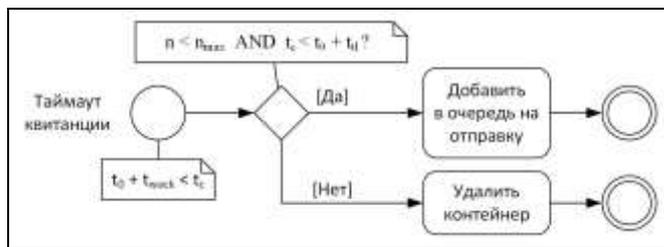


Рис. 4. Диаграмма «Обработка события «Таймаут квитанции»»

После отправки контейнер с сообщением помещается в список ожидания квитанции. При поступлении квитанции доставка сообщения считается успешной и контейнер с сообщением уничтожается.

В случае если по истечении таймаута квитанция не была получена, инициируется процедура повторной отправки сообщения (рис. 3). Сначала проверяются два условия. Первое условие: не превышает ли количество предпринятых попыток доставить сообщение (n) максимально возможное число попыток (n_{max}). Также проверяется, не наступил ли таймаут ожидания отправки. Если условие удовлетворяется, контейнер добавляется в очередь на отправку. Таким образом, может случиться так, что один контейнер находится как в очереди на отправку, так и в списке ожидающих подтверждения. Для корректной работы алгоритма в таких случаях предусмотрен флаг отправки, который проверяется при получении квитанции и позволяет узнать, находится ли контейнер с сообщением в очереди на отправку.

Сохранение контейнера в каждой из очередей позволяет избежать повторной переправки в случае запаздывания квитанции, то есть если квитанция пришла после истечения таймаута ожидания квитанции, но до того, как сообщение было передано повторно.

Такой подход создает дополнительный расход ресурсов узла – процессорного времени на дополнительные проверки и оперативной памяти на хранение дополнительных данных, но позволяет снизить нагрузку на канал связи.

III. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА ПЕРЕДАЧИ ПРИОРИТЕТНОГО ТРАФИКА МСС С ВЫСОКИМ УРОВНЕМ ЗАГРУЗКИ

Постановка задачи. В сети имеется N_i пользователей (User1, User2 и т.д.), обменивающихся между собой сообщениями $S_m = \{K_j, R_{max_j}\}$ разного приоритета обслуживания K_j и размера R_{max_j} . Каждый пользователь МСС с заданной интенсивностью λ формирует сообщения. Сформированные сообщения передаются в МСС в пакетах размером до $R_{p_max} \leq R_{max_j}$. Пакеты от пользователей передаются по каналам связи со скоростью V и поступают в узел связи, где обрабатываются согласно заданного приоритета обслуживания. Каждый входной порт (буфер) имеет емкость W_b . В случае полного заполнения буфера, поступающие пакеты отбрасываются. Получатель в случае приема всех пакетов сообщения генерирует квитанции о их доставке размером R_{kv} .

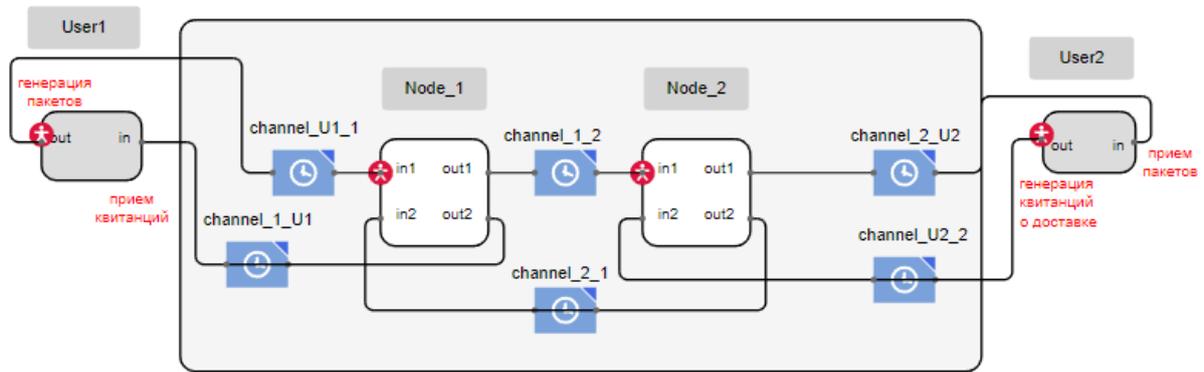


Рис. 5. Схема ДСМ маршрута передачи приоритетного трафика MCC

Требуется с помощью разработанной и представленной на рис. 4 имитационной дискретно-событийной модели (ДСМ) определить среднее время передачи сообщений каждого приоритета обслуживания $\{T_{дост1}, T_{дост2}, T_{дост3}\}$, а также коэффициенты загрузки $\{K_{загр12}, K_{загр21}\}$ направлений связи между корреспондирующей парой: User1 и User2.

Исходные данные: $\lambda = 1000-50000$ пак/сек, $j = 3$, $R_{max_j} = \{256, 512, 1500\}$ байт, $R_{p_max} = 256$ бит, $V = 4800$ бит/с, $W_b = 8025$.

Допущения и ограничения: одна формируемая в имитационной среде единица (агент) соответствует одному байту информации; каналы и узлы MCC являются надежными; при имитации канала связи используется модель СМО с неограниченной очередью; моделируется передача только пользовательского трафика.

Получены и представлены на рис. 5 и рис. 6 результаты моделирования в части:

- среднее время доведения коротких (до 512 байт) растет экспоненциально и достигает 30 сек. при интенсивности формирования пакетов данных до 5000 пакт/сек;
- среднее время доведения сообщений третьего приоритета обслуживания и размером 1500 байт составляет порядка 130 сек, что соответствует заданным нормам [1, 5, 6] по обеспечению требований QoS (до 150 сек);
- выявлено (рис.6) увеличение значения коэффициентов загрузки ($K_{загр12}$, $K_{загр21}$) направлений связи между корреспондирующей парой, которое можно использовать при формировании ограничений к проектируемой сети, зная уровень и объем передаваемой как пользовательской информации, так и служебной загрузки каналов связи.

Разработанная имитационная ДСМ процесса передачи приоритетного трафика между корреспондирующей парой MCC показала чувствительность к изменению исходных данных, и то, что результаты моделирования не противоречат теоретическим исследованиям.

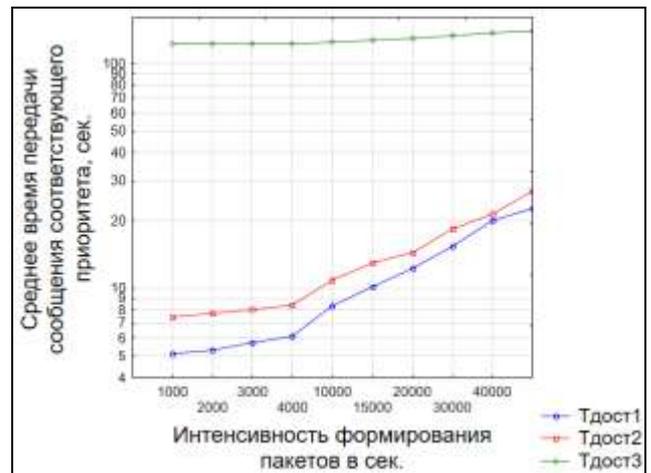


Рис. 6. График зависимости среднего времени передачи приоритетного трафика от интенсивности формирования пакетов данных источником (User1)

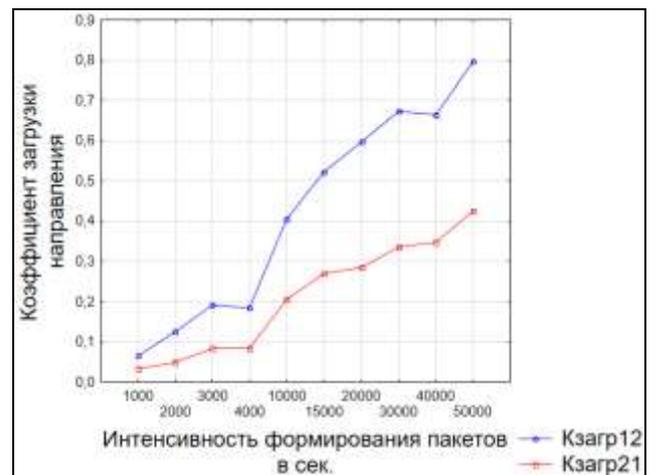


Рис. 7. График зависимости коэффициентов загрузки $\{K_{загр12}, K_{загр21}\}$ направлений связи между корреспондирующей парой (User1-User2) от интенсивности формирования пакетов данных источником (User1)

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье представлен программно реализованный подход, заключающийся в поэтапном распределении ресурсов сети, и основанный на приоритетном обслуживании пользовательского трафика с учетом заданных вероятностно-временных характеристик и осуществляющий передачу данных с учетом характеристик канала. Данный подход может быть успешно реализован в беспроводных МСС, характеризующийся низкой пропускной способностью.

Представленная имитационная модель, отражающая особенности предлагаемого подхода, позволит сформировать условия его применения с учетом требований заказчика к проектируемой МСС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Приказ Министерства информационных технологий и связи РФ от 27 сентября 2007 г. N 113 "Об утверждении Требований к организационно-техническому обеспечению устойчивого функционирования сети связи общего пользования" (Зарегистрировано в Минюсте РФ 22 октября 2007 г. N 10380) // "СвязьИнформ" № 11 2007
- [2] Рамбо Дж., Блаха М. UML 2.0. Объектно-ориентированное моделирование и разработка. (2-е изд.) СПб.: Питер, 2007 373-401 с.

- [3] Буч Г., Рамбо Дж., Джекобсон А. Язык UML. Руководство пользователя М: ДМК Пресс, 2006 112 с.
- [4] Маргарян С.Ш., Саруханов В.А., Щелухин А.С. Технологические радиосети обмена данными на железнодорожном транспорте // Первая мила. 2011 №3 С.38-47
- [5] Y.1540 (07/16): Internet protocol data communication service – IP packet transfer and availability performance parameters. [Электронный ресурс] // ITU: International Telecommunication Union [сайт]. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1540-201607-I/en>
- [6] Y.1541 (12/11): Network performance objectives for IP-based services. [Электронный ресурс] // ITU: International Telecommunication Union [сайт]. URL: <https://www.itu.int/rec/T-REC-Y.1541-201112-I/en>
- [7] Performance Measurements of Applications using IP over HF Radio [Электронный ресурс] // ISODE: Messaging & Directory Software [сайт]. URL: <https://www.isode.com/whitepapers/performance-of-ip-applications-over-hf-radio.html> (дата обращения: 15.03.2019)
- [8] Koski Er., Linn Ch., Weston J. Concepts and Prospects for IP over wideband HF [Электронный ресурс] // ResearchGateHF: Conference: HF 16, The 11th Nordic Conference on HF Communications (Тез. доклада 11 Конф. Стран Сев. Европы по КВ-радиосвязи), At Fårö, Sweden. [2016] URL: https://www.researchgate.net/publication/307513203_CONCEPTS_AND_PROSPECTS_FOR_IP_OVER_WIDEBAND_HF. (дата обращения: 15.03.2019)
- [9] QEventLoop Class [Электронный ресурс] // Qt Documentation [сайт]. URL: <https://doc.qt.io/qt-5/qeventloop.html>

Аппаратура многоканальной связи для транспорта. От специализации к универсализации

В. П. Глушко, В. В. Шмыгинский

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
e-mail: valentin.glushko@mail.ru, victor.v.s@mail.ru

Abstract. Evolution of the transmission systems applied on a telecommunication network of railway transport is considered. It is shown that use of modern technologies, allows not only to improve quality of communication network, but also to depart from need of development of the specialized equipment of transmission systems for transport.

Keywords: telecommunication network; railway transport; equipment of transmission systems; technology of telecommunications

В общем комплексе устройств связи железных дорог многоканальная связь играет весьма важную роль. В соответствии с Правилами технической эксплуатации железных дорог Российской Федерации (РЖД) при повреждении линий связи, в первую очередь должны восстанавливаться волоконно-оптические кабели, магистральные тракты и системы передачи. Каналы связи различной пропускной способности, организованные с помощью многоканальной аппаратуры связи между всеми подразделениями хозяйства железнодорожного транспорта, служат для оперативного управления работой

дорог и их отделений, для проведения совещаний, сбора данных в вычислительные центры, видеонаблюдения и других услуг связи, количество которых и их объемные показатели с каждым годом возрастают.

На железнодорожном транспорте внедряется целый комплекс многоцелевых информационных технологий, позволяющий выполнять коммерческие и эксплуатационные процедуры перевозок на основе электронного обмена данными, который использует развивающуюся телекоммуникационную инфраструктуру. Важной частью этой инфраструктуры является сеть многоканальной связи.

Стоит отметить, что в развитии систем дальней многоканальной связи большую роль сыграли ученые и специалисты, работавшие в сфере железнодорожного транспорта. Достаточно вспомнить, что первая протяженная междугородняя линия связи была организована вдоль железной дороги Санкт-Петербург-Москва (телеграфная – 1851, г, телефонная – 1898 г.). На

то время это были самые протяженные линии в Европе! Первая аппаратура уплотнения линий связи представляла собой трехканальную систему для работы по воздушным линиям связи. В 1926 году она была разработана под руководством В. Н. Листова, который в последующие годы, став профессором, руководил кафедрой «Электрическая связь» Ленинградского института инженеров железнодорожного транспорта.

Многоканальная связь на современном этапе представляет собой большой и сложный многоуровневый технический комплекс аппаратуры различного назначения. Помимо традиционного, сложившегося в прежние годы, представления о многоканальной связи, как о совокупности систем передачи информации, в состав этого комплекса входят система тактовой сетевой синхронизации, система сетевого управления, без которых невозможно представить современную цифровую сеть.

Сети связи общего пользования всегда развивались от радиально-узловой к полносвязной топологии, где на сетевых узлах (СУ) сосредоточена аппаратура обеспечивающая образование, транзит и перераспределение сетевых трактов и каналов передачи, а также предоставление их абонентом вторичных сетей связи, а на сетевых станциях (СС), оконечное оборудование, обеспечивающее соединение типовых каналов и сетевых трактов со вторичными сетями и абонентами [1].

Одной из важных особенностей организации сети связи железнодорожного транспорта на региональном и дорожном уровнях является рассредоточенность абонентов по отдельным станциям и остановочным пунктам. Для эксплуатации отдельных подразделений инфраструктуры железнодорожного транспорта необходимо организовать различные виды оперативно-технологической связи (ОТС). Каналы ОТС должны обеспечивать, в ряде случаев, групповые соединения командного лица из распорядительного пункта с персоналом исполнительных пунктов. Количество групповых видов связи на высокоскоростных и грузонапряженных участках может достигать нескольких десятков и постоянно увеличивается. Наряду с ОТС возникает необходимость в организации каналов общетехнологических видов связи (ОбТС) для обеспечения возможности установления связи работников остановочных пунктов друг с другом, а также выхода на дорожную и магистральную сеть.

Линейно-протяженная структура сети, организованная вдоль железных дорог, предъявляет определенные требования к аппаратуре многоканальной связи, которая должна обеспечивать выделение каналов и трактов как на узловых, и участковых станциях, так и на остановочных пунктах. Таким образом, в структуре сети помимо СУ и СС, появляется комплекс технических средств первичной сети связи обеспечивающий транзит основных трактов, а также ответвление (выделение/ввод) части каналов из этих трактов непосредственно на промежуточных пунктах. По аналогии с сетевыми станциями (СС), выполняющими, как правило, функции оконечных станций сетей, этот

комплекс в структуре сети связи РЖД принято называть промежуточными станциями (ПС) [2].

Интересно проследить основные этапы развития многоканальной связи на железнодорожном транспорте за последние 50 лет, поскольку совершенно очевидны ступени этого развития, каждая из которых занимает одно десятилетие.

70-е годы прошлого столетия были характерны появлением на сети железнодорожного транспорта специализированных систем передачи информации с выделением каналов на промежуточных станциях. Необходимость в таких системах обуславливалась низким качеством каналов отделенческой оперативно-технологической связи, которая в отсутствие многоканальных систем с выделением каналов на ПС, была организована по физическим цепям воздушных или кабельных линий связи. В эти годы большое распространение получила двадцатичетырехканальная аппаратура К-24Т, которая успешно применялась на различных направлениях отделенческой и дорожной сети железнодорожного транспорта совместно с системами передачи К-60п и К-60Т [3].

Сеть многоканальной связи железнодорожного транспорта в то время была полностью аналоговой. В системах передачи использовался принцип частотного разделения каналов. Однако на городских сетях связи общего пользования уже появились первые цифровые линии передачи с использованием аппаратуры с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ).

В 80-е годы усилия связистов железнодорожников были направлены на изучение возможностей применения цифровых систем передачи информации (ЦСП) на кабельных магистралях, проложенных вдоль железных дорог. Трудности были связаны с отсутствием в то время аппаратуры, позволяющей организовывать каналы оперативно-технологической связи (аналогично К-24Т) и наличием большого числа источников импульсных помех в железнодорожных кабелях с медными жилами, к которым очень критичны ЦСП. Тем не менее, специальные меры по защите линейных трактов ЦСП, разработанные в процессе исследований спектрального состава помех в железнодорожных кабелях, позволили организовать на некоторых направлениях линии связи с использованием аппаратуры ИКМ-120 [4].

Важное значение для последующего внедрения ЦСП на транспорте, сыграло организация опытного участка волоконно-оптической линии протяженностью 120 км вдоль железной дороги. Первая в нашей стране протяженная ВОЛС была построена в 1984–1985 гг. между Ленинградом и г. Волхов. На базе двух цифровых потоков со скоростью передачи 8448 кбит/с были организованы высококачественные каналы связи между промежуточными станциями, что в свою очередь тоже явилось первым опытом многократного выделения каналов из цифровых трактов [5]. Необходимо отметить, что на этом участке использовался кабель и аппаратура отечественного производства.

В трудные для отечественной промышленности 90-е годы развитие сети связи железнодорожного транспорта продолжалось на оборудовании зарубежного производства. В эти годы окончательно оформились принципы организации первичной сети связи, основу которой составляют волоконно-оптические кабели и цифровые системы передачи синхронной цифровой иерархии (СЦИ), обеспечивающие достаточно простое выделение каналов на промежуточных станциях различного уровня, а также построение надежных сетевых структур с резервированием и дистанционным управлением.

Концепция построения систем передачи информации синхронной цифровой иерархии, идеально ложится на структуру первичной сети связи железнодорожного транспорта. Основные топологии сети, реализуемые в концепции СЦИ - кольцевые и линейные с многократным выделением каналов/трактов на ПС. Благодаря интеграции функций контроля, обслуживания и управления сетью эти системы передачи стали основой первичной сети связи РЖД. Унифицированные решения, заложенные в системах СЦИ, масштабируемость этих систем обеспечили эффективность их применения как на магистральном, так и на региональных уровнях.

В первое десятилетие XXI века была в основном реализована утвержденная в конце 90-х годов Министерством путей сообщения РФ «Концепция создания цифровой сети связи МПС России» на период до 2015 года». Протяженность волоконно-оптической сети достигла 75 000 км, обновлена аппаратура транспортной сети и сетей доступа, организована сеть тактовой синхронизации. Аппаратура каналообразования, формирующая первичные цифровые потоки плезисинхронной иерархии, как правило, является составной частью комплексов аппаратуры СЦИ, которая обеспечивает доступ потребителей услуг связи к интерфейсам аппаратуры синхронной передачи. Все эти меры существенно повысили качество организуемых каналов и их надежность.

Построенная сеть в целом обеспечивает нужды предприятий и подразделений железнодорожного транспорта, однако, на некоторых направлениях пропускная способность проложенных вдоль дорог кабелей подходит к насыщению и сдерживает дальнейшее развитие.

Кроме этого, типовые каналы трактов аппаратуры с временным разделением каналов, к которым относится и оборудование СЦИ, не оптимизированы для передачи пакетного трафика. Широкое внедрение информационных технологий на железнодорожном транспорте привело к существенному росту трафика данных, который стал превышать объемы голосового трафика. Потоки данных, сформированные по технологии IP/MPLS со скоростями передачи 10, 100, 1000 Мбит/с, необходимо передавать как по магистральным, так и по региональным сетям связи. Таким образом, в области телекоммуникаций на железнодорожном транспорте наметился переход от

традиционных цифровых сетей, основанных преимущественно на системах передачи с временным разделением каналов, к сетям следующего поколения с пакетной передачей и коммутацией сигналов. Частично эту задачу решает применение оборудования новой, модернизированной технологии NGSDH (Next-Generation SDH) [6]. Однако при всех положительных качествах этой технологии наибольшую эффективность использования пропускной способности волоконно-оптических кабелей удастся достичь с помощью аппаратуры, использующей новейшие достижения оптики, обработки оптических сигналов и совершенствования оптических волокон.

Логическим продолжением модернизации первичной сети связи стало применение волоконно-оптических систем передачи со спектральным уплотнением каналов (wavelength-division multiplexing – WDM). Эта работа была начата в 2013 г. и продолжается в настоящее время. В результате создается высокопроизводительная оптическая платформа, основанная на прозрачных оптических каналах с пропускной способностью до 10 Гбит/с и возможностью дальнейшего развития [7]. Это позволяет не только увеличить пропускную способность кабелей, но и открывает новые возможности для развития современных широкополосных мультисервисных сетей на основе пакетной передачи информации.

Положительным свойством систем передачи со спектральным разделением каналов, является их абсолютная прозрачность для любого типа и скорости передаваемого трафика, так как мультиплексирование происходит на физическом уровне. В одном волокне легко могут «сосуществовать» несколько потоков 1, 10, 100 Гбит/с пакетного трафика или потоки транспортных модулей SDH любого уровня.

Существующие тракты СЦИ магистральных и региональных сетей связи могут оставаться на отдельных воланах, а в случае их дефицита переносятся с отдельных волокон на одну из длин волн спектра WDM. При этом сама сеть каналов и трактов, организованная в СЦИ может оставаться без изменений до исчерпания своего ресурса, обеспечивая не только передачу технологической информации, но распространение сигналов тактовой синхронизации сети связи РЖД.

Таким образом, поэтапное внедрение современных технологий, обусловленное развитием средств телекоммуникаций, разработкой и внедрением в практику новых технологий передачи информации, позволяет не только улучшить показатели первичной сети связи РЖД, но и отойти от необходимости разработки специализированной аппаратуры многоканальной связи для транспорта.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] ГОСТ 22348-86. Сеть связи автоматизированная единая. Термины и определения.
- [2] Многоканальная всязь на железнодорожном транспорте: Учебник для вузов / Под ред. В.В. Шмыгинского. М. ГОУ учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте. 2008. 704 с.

- [3] Здоровцов И.А., Казанский А.Ю., Шинов Л.В., Глушко В.П. Система передачи К-60Т. // Автоматика, телемеханика и связь. 1995. №3. С. 4-7.
- [4] Цифровые системы передачи на железнодорожном транспорте. / Под. ред. В.В. Шмытинского. М. Транспорт 1995. 238 с.
- [5] Шмытинский В.В., Коренников В.В., Нуприк В.Н. Первая волоконно-оптическая линия связи на железнодорожном транспорте: Ч.1. // Автоматика, телемеханика и связь. 1990. №9. С.7-10.
- [6] Перспективы применения оборудования NGSDH на сети связи железнодорожного транспорта / В.П. Глушко., В.В. Шмытинский. // Сборник трудов 73-й научно-технической конференции СПбНТОРЭС им. А.С. Попова, посвященной дню Радио. СПб, 2018, с 253-254.
- [7] Старков М.В., Скурат С.В., Меккель А.М. Модернизация технологической сети связи // Автоматика, связь информатика. 2015. №11. С. 2-6.

О контроле радиочастотных меток системы бесконтактной привязки к пути

А. М. Костроминов¹, Р. О. Ложкин², О. Н. Тюляндин³

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
¹triak@grozon.spb.ru, ²mrromanspb@yandex.ru, ³tyulyandin@vklay.ru

Аннотация. При эксплуатации системы бесконтактной привязки к пути (СБПП) было обнаружено, что характеристики радиочастотных меток могут меняться из-за влияния внешних факторов. В рамках настоящего доклада предлагается решение, позволяющее контролировать характеристики индивидуальных меток и на основании полученных результатов выделять метки, требующие отдельного внимания. Способ контроля основывается на статистической обработке уровня отраженной мощности от меток и количества считываний.

Ключевые слова: СБПП; RFID; радиочастотные метки; контроль радиочастотных меток; статистическая обработка

I. ВВЕДЕНИЕ

Накопленный в метрополитене опыт эксплуатации систем автоведения поездов, использующих RFID-технологии, указывает на актуальность контроля чувствительности радиочастотных меток системы бесконтактной привязки к пути (СБПП), установленных в тоннеле метрополитена [1-4]. Изменение чувствительности меток обуславливается изменением их окружения, например, внесением каких-либо металлических конструкций (напольное оборудование, кабели и т. д.). Поэтому причин актуальности несколько. С одной стороны, с точки зрения эксплуатации радиочастотных меток (в дальнейшем – меток) для работников службы Ш метрополитена представляет интерес вопрос о том, насколько существенное влияние на качество связи между ридерами и метками оказывают неоднородность конструкций тоннелей и станций в местах их установки. С другой стороны, для эксплуатации важна информация о резерве мощности сигнала от меток с тем, чтобы не выйти на критические уровни, способные нарушить связь ридера с метками. Отсюда возникает задача контроля чувствительности радиочастотных меток СБПП.

II. ОПИСАНИЕ СПОСОБА КОНТРОЛЯ

При каждом считывании меток вагонной аппаратурой СБПП, установленной на головных вагонах поездов метрополитена, эксплуатируемых на 4-ой линии ГУП «Петербургский метрополитен», фиксируется уровень мощности RSSI (eng.: Received Signal Strength Indication) сигнала, принятого от метки, и число считываний.

Уровень мощности сигнала, принятого от метки, максимален при наименьшем отдалении от антенны ридера; при увеличении расстояния между антенной ридера и меткой RSSI уменьшается.

Очевидно, что при снижении чувствительности меток, обусловленном влиянием внешних факторов, ширина зоны радиовидимости последних уменьшается (под шириной зоны радиовидимости метки следует понимать длину участка пути, на котором возможно установление сеанса связи между ридером и меткой): при пониженной чувствительности метки ридер головного вагона считает ее при большем приближении. Таким образом, при малом числе считываний, где невозможно зафиксировать максимальное значение мощности сигнала от метки в центре зоны радиовидимости, RSSI останется практически неизменным. Отсюда можно сделать вывод, что в рамках решаемой задачи RSSI слабо зависит от чувствительности меток.

Поэтому контроль меток через статистическую обработку уровня отраженной мощности представляется достаточно сложной задачей. Исключением являются станционные метки.

При движении поезда каждая метка считывается некоторое число раз, причем с уменьшением скорости число считываний увеличивается [2].

На низкоскоростных участках (станции) считывание меток осуществляется многократно, поэтому имеется

возможность выделить максимальное значение RSSI, соответствующее нахождению антенны ридера в момент считывания напротив меток. На такое значение не будут накладываться ограничения, указанные ранее.

Следовательно, для стационарных меток возможен метод контроля, основанный на статистической обработке максимальных значений RSSI. Если для какой-то стационарной метки наблюдается заниженное среднее значение RSSI относительно остальных стационарных меток, то на нее следует обратить внимание и устранить причины отклонения.

Более общим методом контроля, не зависящим от скорости движения поезда в окрестностях метки, выступает статистическая обработка числа считываний каждой метки. Если для метки x_i типа x (СТ1, СТ2, ОПВ, Х2, Х3, ОД, ТП [1]) наблюдается заниженное среднее число считываний относительно среднего для меток данного типа, то на нее следует обратить внимание.

Связь числа считываний от чувствительности метки обусловлена уменьшением ширины зоны радиовидимости. Ненулевое время считывания меток остается неизменным. Следовательно, на меньшем участке пути при той же

скорости движения поезда среднее число считываний уменьшается.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенные решения позволяют контролировать радиочастотные метки системы бесконтактной привязки к пути с возможностью оценки резерва чувствительности, необходимого для принятия решения о потребности устранения влияния внешних факторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Костроминов А.М., Королев М.Ю., Гаврилов В.В., Крючкова Т.В. Применение RFID – технологий в системе автоведения поездов метрополитена // Известия ПГУПС. Вып. 3, 2009. С. 91-97.
- [2] Костроминов А.М., Стрекаловский Е.А., Тюлядин О.Н. Анализ и повышение точности RFID-навигации в условиях метрополитена // Транспорт Урала. 2018. № 4 (59). С. 23–27.
- [3] Гаврилов В.В., Королев М.Ю., Костроминов А.М., Крючкова Т.В. Система управления движением электроподвижного состава // Патент №104133. Оpubл. 10.05.2011 г. Бюл № 13.
- [4] Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты / В.Л. Дшхунян, В.Ф. Шаньгин. М.: ООО «Изд-во АСТ»: Изд-во «НТ Пресс», 2004. 695 с.

Применение RFID-технологии на железных дорогах в особых условиях

А. М. Костроминов

Петербургский государственный университет путей
сообщения Императора Александра I
triak@grozon.spb.ru

М. Г. Яшин

Военный институт (Железнодорожных войск и военных
сообщений) Военной академии материально-
технического обеспечения
им. генерала армии А. В. Хрулева
maik1771@rambler.ru

Аннотация. В статье рассматривается обеспечение регулирования движения поездов в условиях чрезвычайных ситуаций, в т. ч. при ведении военных действий с использованием со стороны противника широкополосных электромагнитных импульсов (ЭМИ) в качестве поражающего фактора. В таких условиях актуализируется организация массовой эвакуации населения, перевозок живой силы и техники по участкам ж. д. с разрушенными стационарными системами сигнализации, централизации и блокировки. В качестве решения авторы предлагают использовать координатный принцип интервального регулирования движения поездов (ИРДП) на перегонах с использованием RFID-меток, работающих на принципе поверхностных акустических волн и обладающих уникальной стойкостью к любым внешним ЭМИ. С помощью RFID-меток осуществляется определение текущих координат поездов, работой радиосредств обеспечивается ИРДП.

Ключевые слова: RFID; RFID-метки; поверхностные акустические волны; электромагнитный импульс; интервальное регулирование движения поездов

Железнодорожный транспорт в России имеет особое стратегическое значение для страны. Он является связующим звеном единой экономической системы, обеспечивает стабильную деятельность промышленных предприятий, своевременный подвоз жизненно важных грузов в самые отдаленные уголки страны, а также является самым доступным транспортом для миллионов граждан. Эксплуатационная протяженность сети железных дорог общего пользования составляет 85,2 тыс. км. Доля в грузообороте транспортной системы России 45,3% [1].

Важнейшим условием эксплуатации железных дорог является безопасность движения поездов (БДП) при заданной пропускной и провозной способности. Данное

условие достигается применением устройств и систем железнодорожной автоматики и телемеханики (ЖАТ). Устройства ЖАТ управляют интервальным регулированием движением поездов и обеспечивают БДП, кроме того современные системы ЖАТ позволяют повысить производительность и культуру труда.

Однако в современном мире с его значительной техногенной составляющей, все технические системы подвержены выходу из строя, и, если в устройствах ЖАТ заложен алгоритм предотвращения опасных ситуаций и состояний на этапе проектирования, этого нельзя сказать про остальные составляющие железнодорожного транспорта. Но даже системы и устройства ЖАТ не могут противодействовать и сохранять своё рабочее состояние в случае разрушений и механических повреждений, а также воздействия с использованием со стороны противника широкополосных электромагнитных импульсов (ЭМИ) в качестве поражающего фактора, такое воздействие может быть вызвано различными причинами, такими, как затопления, сход лавин и оползней, различные чрезвычайные ситуации техногенного характера, а также теракты и ведение боевых действий, при которых противоборствующие стороны задействуют тактическое ядерное оружие, либо генераторы ЭМИ. И даже в этом случае потребность в перевозке грузов и пассажиров не исчезнет, а если говорить про военное время, то ещё и возрастет.

При ведении боевых действий, совершении террористических актов, различных ЧС для быстрого восстановления регулирования движения поездов на настоящий момент времени отсутствуют современные способы восстановления систем ЖАТ. Одним из возможных путей решения этой задачи может быть применение современных технологий, в частности, с использованием RFID-средств (RFID – радиочастотная идентификация). Положительный опыт применения RFID-технологии для целей автоматизации управления и контроля движения поездов получен в Петербургском метрополитене [2]. Разработанные кафедрой «Электрическая связь» Петербургского государственного университета путей сообщения и введенные в постоянную эксплуатацию устройства на основе RFID-технологии показали перспективность подобных решений. RFID-технология обладает высоконадежной и необслуживаемой элементной базой, унифицированной для решения множества перспективных задач метрополитена. А это, в свою очередь, ведет к снижению капитальных затрат на систему и сокращению эксплуатационных расходов.

Важным элементом RFID-технологии является радиометка. Не обсуждая имеющееся разнообразие радиометок, заметим, что очевидную популярность в множестве приложений имеют пассивные их типы. В пассивных радиометках нет собственного питающего элемента, и взаимодействие между считывателем и транспондером основано на принципе взаимной индукции. Антенна радиометки попадает в электромагнитное поле, создаваемое антенной считывателя, в ней посредством взаимной индукции наводится ток, затем полученная

энергия переизлучается радиометкой, и это излучение улавливается считывателем.

В системах управления и контроля движения поездов Петербургского метрополитена использованы пассивные радиометки с рабочей частотой 865 МГц, в которых имеется программируемый чип. Частота 865 МГц принята в Европе для скоростной идентификации объектов, и она допущена к применению на территории РФ. К преимуществам частоты 865 МГц относятся высокие дальность и скорость идентификации объектов, а также способность радиоволн на этой частоте отражаться от поверхностей из металла. Именно эти свойства средств скоростной идентификации объектов на частоте 865 МГц и обусловили выбор указанной частоты для применения в метрополитене при обмене данными между ридером и меткой.

С целью обеспечения автоведения поездов метрополитена вдоль пути их движения на станциях и перегонах в определенных фиксированных точках установлены пассивные радиометки с объемом памяти 512 бит, в которую занесена необходимая для автоуправления поездами информация (о включении и выключении тяговых двигателей, о режимах торможения, об открытии дверей с нужной стороны и времени их открытого состояния и др.). Для получения информации из радиометок на борту головных вагонов поездов имеются приемопередатчики (ридеры), реализующие RFID-протокол.

Накопленный в процессе эксплуатации RFID-средств опыт позволяет сделать вывод о том, что эта технология способна решать не только локальные задачи автоуправления поездами, но и обладает потенциальными возможностями организовать интервальное регулирование движения поездов на перегонах, используя для этого координатный принцип.

В основе идеи координатного интервального регулирования движения поездов с использованием RFID-технологии лежит RFID-навигация [3]. Она предполагает наличие колесного датчика пройденного пути (КДПП) на борту локомотива поезда, который, располагая мерой пройденного пути, позволяет найти текущую координату поезда в каждый момент времени. Однако для привязки к проектным координатам пути необходимо иметь информацию о проследовании поездом точек пути с проектными координатами. Эту информацию могут дать RFID-метки, установленные в заданных точках пути и содержащие привязку к пикетам этих точек.

Разумеется, чтобы точность привязки к пути обеспечивалась высокой, необходимо реализовать метод калибровки меры пройденного пути КДПП [4]. Для этого достаточно установить две смежные радиометки на точно измеренном расстоянии в единицах системы СИ (или использовать имеющиеся радиометки), на этом участке выполнить подсчет числа импульсов n от момента обнаружения вагоном первой по ходу движения радиометки до момента обнаружения второй по ходу движения радиометки и вычислить меру

$$\Delta = \frac{\kappa_2 - \kappa_1}{n},$$

где κ_2 – линейная координата второй по ходу движения радиометки, κ_1 – линейная координата первой по ходу движения радиометки. Эта мера будет в единицах системы СИ, она автоматически устраняет систематическую ошибку, связанную с износом колеса либо с плановой обточкой его поверхности катания, а периодическая связь с радиометками на линии с записанными в их память линейными координатами позволяет избежать накопления случайных ошибок.

Чтобы осуществить координатное интервальное регулирование в ближней зоне (когда нет ограничения скорости по критерию расстояния между поездами), каждый поезд должен знать свои текущие координаты и текущие координаты впереди идущего поезда. С этой целью должен быть организован радиообмен между смежными поездами. Тогда по текущим координатам и скорости их изменения с учетом плана и профиля пути, который с привязкой к координатам заносится в память бортового компьютера, последний определяет оптимальную скорость поезда и выдает команды управления исполнительным устройствам – двигателям/тормозам локомотива. Если впереди идущий поезд находится в дальней зоне (существенные колебания его скорости не влияют на скоростной режим позади движущегося поезда), радиосвязь между этими поездами может осуществляться через диспетчерский центр.

Особые условия организации движения поездов могут характеризоваться агрессивной электромагнитной средой. Поэтому вместо напольных программируемых радиометок целесообразно устанавливать ПАВ-радиометки, принцип работы которых основан на поверхностных акустических волнах [5]. В этих радиометках используется пьезоэлектрический кристалл в качестве подложки, возбуждающий поверхностную акустическую волну со скоростью распространения от 3000 до 4000 м/с.

Высокочастотный импульс опроса со стороны приемопередатчика (ридера) принимается антенной ПАВ-радиометки, с помощью встречно-штыревого преобразователя (ВШП) энергия импульса возбуждает в кристалле акустическую волну, которая движется к рефлекторам (отражателям). Положение и форма рефлекторов задает идентификационный код ПАВ-радиометки. Отраженные от рефлекторов акустические колебания возвращаются к ВШП, где преобразуются в электрические сигналы, отправляемые с помощью антенны в сторону ридера в виде высокочастотных импульсов.

Несомненно, важным свойством ПАВ-радиометок является отсутствие в них полупроводниковых элементов, что обуславливает неустойчивость к деструктивным электромагнитным воздействиям естественного или искусственного происхождения, чрезвычайно высокую надежность работы в широком диапазоне климатических параметров и практически неограниченный срок службы.

Таким образом, предлагаемая RFID-технология на ПАВ-радиометках вполне реализуема и может быть применена для организации движения поездов в условиях чрезвычайных ситуаций, включая агрессивную электромагнитную среду.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Официальный сайт компании ОАО "РЖД" [Электронный ресурс] – Режим доступа. URL: http://rzd.ru/static/public/ru?STRUCTURE_ID=628
- [2] Костроминов А.М., Королев М.Ю., Гаврилов В.В., Крючкова Т.В. Применение RFID – технологий в системе автоведения поездов метрополитена // Известия ПГУПС. Вып. 3, 2009. С. 91-97.
- [3] Костроминов А.М., Стрекаловский Е.А., Тюлядин О.Н. Анализ и повышение точности RFID-навигации в условиях метрополитена // Транспорт Урала. 2018. № 4 (59). С. 23–27.
- [4] Гаврилов В.В., Королев М.Ю., Костроминов А.М., Крючкова Т.В. Система управления движением электроподвижного состава // Патент №104133. Оpubл. 10.05.2011 г. Бюл № 13.
- [5] Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты / В.Л. Дшхунян, В.Ф. Шаньгин. М.: ООО «Изд-во АСТ»: Изд-во «НТ Пресс», 2004. 695 с.

Контроль RFID-тракта системы бесконтактной привязки к пути в процессе рабочего движения поездов на линии

А. М. Костроминов¹, Т. В. Крючкова², О. Н. Тюляндин³

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹triak@grozon.spb.ru, ²t.kruchkova@mail.ru, ³tyulyandin@vklay.ru

Аннотация. Для успешного развития подземной RFID-навигации требуется высокая точность позиционирования поездов относительно радиочастотных меток при их считывании. Однако при эксплуатации системы бесконтактной привязки к координатам пути поездов метрополитена (СБПП) были замечены редкие случаи пропусков считывания радиочастотных меток. Одной из причин пропусков меток выступает влияние дрейфа затухания в высокочастотном RFID-тракте между приемопередатчиком и антенной головного вагона. Ранее авторами был предложен метод стационарного контроля тракта в условиях электродепо, но он не позволяет отслеживать динамику изменения затухания для прогнозирования предотказного состояния СБПП при эксплуатации поездов. Решение, предложенное в настоящей статье, позволяет устранить указанное ограничение. Авторами предлагается контролировать состояние RFID-тракта на каждой станции во время посадки и высадки пассажиров и затем прогнозировать предотказное состояние СБПП на основании динамики изменения дрейфа затухания при рабочем движении поездов на линии.

Ключевые слова: СБПП; RFID; RFID-тракт; RFID-навигация; контроль RFID-тракта; эксплуатационный контроль

I. ВВЕДЕНИЕ

В процессе эксплуатации системы бесконтактной привязки к пути (СБПП), базовой частью которой являются RFID-средства (радиометки, устанавливаемые на стенах тоннеля, и ридеры с антеннами, располагаемые на борту головных вагонов пассажирских поездов), имели место случаи увеличения затухания сигналов в высокочастотном RFID-тракте между приемопередатчиком головного вагона и радиометками происходит из-за попадания влаги в разъемы кабеля, соединяющего ридер с антенной, вследствие нарушения герметизации разъемов от вибраций, неосторожного выполнения плановых ремонтов головных вагонов, отклонений питающего напряжения приемопередатчика и других причин. Отсюда возникает актуальная задача разработки метода контроля состояния RFID-тракта СБПП в процессе рабочего движения поездов

метрополитена на линии, позволяющего убедиться в его работоспособности и спрогнозировать ожидаемое время перехода в неработоспособное состояние, чтобы эксплуатационный персонал получил возможность предупредить отказ СБПП и облегчить проведение ее диагностики.

II. ОПИСАНИЕ СПОСОБА КОНТРОЛЯ

На рис. 1 представлена общая функциональная схема СБПП с выделением цветом RFID-сегмента. Рассмотрим радиочастотную составляющую системы подробнее.

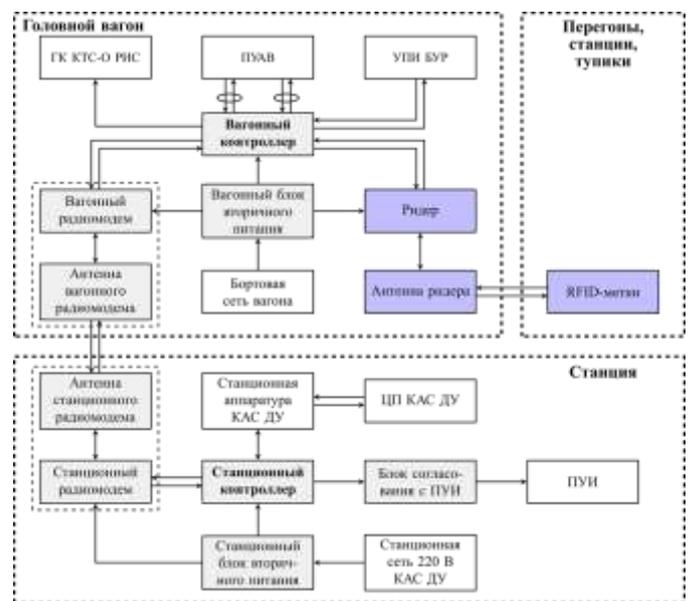


Рис. 1. Функциональная схема СБПП

RFID-средства системы бесконтактной привязки включают в себя ридеры (считывающие устройства) и антенны, смонтированные на головных вагонах поездов метрополитена и соединенные между собой высокочастотным кабелем посредством разъемных соединений, а также пассивные радиочастотные метки, установленные на стенах тоннелей метрополитена.

Взаимодействие между ридером и метками осуществляется согласно протоколу EPC Gen2 [7].

Инициатором обмена выступает ридер, который передает метке протокольное сообщение; из этого сигнала радиометка получает энергию, необходимую для ее работы, и выделяет запрос для последующей обработки.

Непосредственно после отправки запроса ридер в течение некоторого интервала времени излучает немодулированный радиочастотный сигнал. В это время метка, управляя коэффициентом отражения своей антенны (меняя параметры контура), отвечает ридеру модулированным обратным рассеянным от нее сигналом.

При этом, в ридерах, используемых в СБПП, имеется возможность фиксировать уровень мощности принятого от метки сигнала – RSSI (eng.: Received Signal Strength Indication). Указанная величина может быть использована как основополагающая при решении поставленной задачи.

На каждой станции в зоне остановки первого вагона (ОПВ) установлена группа RFID-меток [1], т. е. при посадке и высадке пассажиров антенна ридера находится в зоне радиовидимости этих меток.

Для контроля высокочастотного тракта СБПП предлагается следующий метод:

1. На каждой станции во время остановки для высадки и посадки пассажиров, последовательно уменьшать мощность излучения ридера до прекращения связи радиообмена с меткой.

2. Вычислить резерв мощности $\Delta RSSI$ как разницу между максимальным и минимальным значением RSSI по результату сканирования

$$\Delta RSSI_i = RSSI_{max_i} - RSSI_{min_i}.$$

3. Вычисленное значение резерва мощности сохранить в журнале СБПП для дальнейшей обработки, которая

включает в себя экстраполяцию динамики изменения резерва мощности и прогноз момента перехода системы в неисправное состояние.

4. В случае обнаружения скорого перехода системы в неисправное состояние информировать обслуживающий персонал и указать прогнозируемое время отказа системы.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В рамках статьи предложено решение, позволяющее контролировать состояние RFID-тракта с возможностью прогноза предотказных состояний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Костроминов А.М., Королев М.Ю., Гаврилов В.В., Крючкова Т.В. Применение RFID – технологий в системе автоведения поездов метрополитена // Известия ПГУПС. Вып. 3, 2009. С. 91-97.
- [2] Костроминов А.М., Стрекаловский Е.А., Тюляндин О.Н. Анализ и повышение точности RFID-навигации в условиях метрополитена // Транспорт Урала. 2018. № 4 (59). С. 23–27.
- [3] Гаврилов В.В., Королев М.Ю., Костроминов А.М., Крючкова Т.В. Система управления движением электроподвижного состава // Патент №104133. Оpubл. 10.05.2011 г. Бюл № 13.
- [4] Электронная идентификация. Бесконтактные электронные идентификаторы и смарт-карты / В.Л. Дшхунян, В.Ф. Шаньгин. М.: ООО «Изд-во АСТ»: Изд-во «НТ Пресс», 2004. 695 с.
- [5] Костроминов А.М. Контроль состояния ридер-антенного тракта аппаратуры СБПП в условиях электродепо метрополитена / А.М. Костроминов, С.А. Рахманин, Б.О. Смирнов, О.Н. Тюляндин // Изв. Петербургского гос. ун-та путей сообщения. СПб.: ПГУПС, 2016. Т. 13, вып. 2. С. 180–186.
- [6] Костроминов А.М. Оценка вероятности пропуска считывания информации с радиочастотных меток аппаратурой СБПП / А.М. Костроминов, Ал-р. А. Костроминов, О.Н. Тюляндин // Изв. Петербургского гос. Ун-та путей сообщения. СПб.: ПГУПС, 2017. Т. 14, вып. 4. С. 650–656.
- [7] GS1 EPCglobal Inc. — EPC™ Radio-Frequency Identity Protocols Generation-2 UHF RFID, 2018. — Online; accessed 15 March 2019. URL: https://www.gs1.org/sites/default/files/docs/epc/gs1-epc-gen2v2-uhf-airinterface_i21_r_2018-09-04.pdf

Влияние характеристик радиоканала на производительность систем связи железнодорожного транспорта

Ю. В. Немцов

ФГАОУ ВО «Российский университет транспорта»

rut1408@mail.ru

Abstract. Understanding the operation of the radio link between the train and the ground infrastructure is particularly important for the optimal design and performance of rail communication systems. Different from scenarios of cellular net there are also some specific characteristics, such as: radio link operation in suburban or rural areas, predominance of losses and Doppler shift. The report is devoted to the analysis of the impact of these characteristics on the organization of radio resource management, the quality of customer service and, ultimately, the safety of transportation of passengers and cargo.

Keywords: high-speed trains; cellular communication; train safety; wireless technologies in transport

I. ВВЕДЕНИЕ

Различные характеристики распространения радиоволн создают проблемы для проектирования сетей подвижной связи железнодорожного транспорта. С одной стороны, измерения радиоканалов и модели для этих сценариев были широко исследованы ранее. Существует несколько типов таких моделей: эмпирические модели, детерминированные модели, полудетерминированные модели, а также гибридные модели [1]. Вообще говоря, эмпирические модели просты и быстры в реализации, но трудно отражают практические характеристики распространения радиоканала. Напротив, детерминированные модели могут достигать большей точности, чем эмпирические модели, но обладают более высокой трудностью расчета.

Рассмотрим несколько характеристик, которые оказывают влияние на радиоканал между подвижным составом и наземной инфраструктурой сетей радиосвязи железнодорожного транспорта.

II. РАЗЛИЧНЫЕ СЦЕНАРИИ МЕСТНОСТИ

Железные дороги обычно расположены на нескольких различных сценариях пересечения пригородной или сельской местности. Затухание в радиолинии и многолучевые эффекты располагаются неравномерно в различных средах распространения, что приводит к невозможности точных предсказаний радиоканала в

разных средах распространения с одной и той же моделью канала. Таким образом, разбиение сцены распространения радиоволн играет важную роль в моделировании беспроводных каналов [2]. Один из наиболее сложных сценариев местности распространения радиоволн «виадук» и «тоннель» на железнодорожном транспорте представлен на рис. 1.



Рис. 1. Пример сценария местности распространения радиоволн «виадук» и «тоннель» на железнодорожном транспорте

Всего в [2] выделено 12 сценариев местности распространения радиоволн в зоне пролегания железнодорожной линии:

- виадук;
- выемка;
- тоннель;
- станция;
- вода;

- город;
- пригород;
- село;
- гора;
- пустыня;
- комбинированный сценарий (тоннель/выемка);
- внутри вагона.

Виадук является наиболее распространенным сценарием, когда железнодорожный путь размещается на поверхности виадука для обеспечения его плоскостности. Установлено, что на радиоканал распространения в сценарии виадука большое влияние оказывают физические среды, направленные антенны базовой станции сети подвижной связи и высота виадука. Для функционирования радиоканала в длинных тоннелях на его стенках устанавливают базовые станции. Благодаря гладкой стенке и плотной структуре внутри тоннеля имеются различные отражающие и рассеивающие компоненты, которые вносят волноводный эффект, доминирующий в распространении радиоволн.

Выемка используется на неровной поверхности, чтобы помочь поезду пройти через большие препятствия и обеспечить плоскостность железнодорожных линий. Важной особенностью выемки являются разносторонние компоненты отражения и рассеяния, вызванные крутыми стенками по обе стороны железнодорожных путей.

Комбинированный сценарий «тоннель» широко присутствует, когда поезд проходит через цепочку нескольких гор с различными геологическими характеристиками. В этой местности поезд не остается в тоннеле все время и часто выходит из него. При этой ситуации переходные зоны обычно рассматривают как сценарий «виадук». Частые изменения распространения радиоволн от тоннеля к виадуку значительно увеличивает затухание сигнала в начале или конце тоннеля, приводящее к плохому качеству связи.

В комбинированном сценарии «выемка» глубина искусственного сооружения претерпевает частые изменения глубины. Иногда крутые стены с обеих сторон могут временно исчезнуть, где переходные районы можно рассматривать как сценарий "село". Частые изменения условий распространения радиоволн могут быть довольно разрушительны к системам подвижной радиосвязи. В таких случаях затруднительно предсказать качество беспроводного соединения.

III. ПОТЕРИ В РАДИОЛИНИИ

Модель размещения базовых станций (БС) вдоль железной дороги представлена на рис. 2 [3].

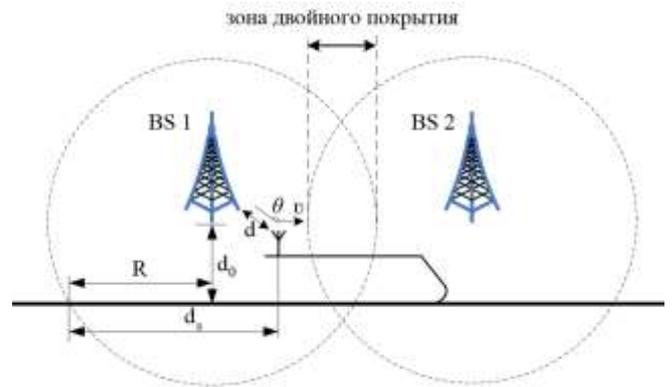


Рис. 2. Модель размещения базовых станций вдоль железной дороги

Базовые станции сетей подвижной связи BS 1 и BS 2 расположены на расстоянии друг от друга на $2R$, что представляется радиусом действия одной БС. Когда поезд находится на расстоянии d от БС $0 \leq d_s \leq 2R$, то оно рассчитывается по формуле (1):

$$d = \sqrt{d_0^2 - (d_s + R)^2} \quad (1)$$

Если не принимать во внимание разницу в высоте между антеннами БС и поездом, затухание радиосигнала при прямой видимости рассчитывается следующим образом (2),

$$L = 201g \left[\frac{4\pi df}{c} \right] \quad (2)$$

где f – частота радиосигнала, c – скорость света. Из формулы (2) можно сделать вывод, что затухание в радиолинии связано с расстоянием d и частотой f .

IV. ДОПЛЕРОВСКОЕ СМЕЩЕНИЕ

Различные методы для обработки отраженных от объектов железнодорожного транспорта и инфраструктуры радиолокационных сигналов могут использовать эффект Доплера [4].

Однако высокая подвижность абонентов вызывает доплеровский сдвиг, при этом задержка многолучевого распространения относительно мала. Данное смещение, оказывающее заметное влияние на качество радиоканала, рассчитывается по формуле (3):

$$f_p = f_d \cdot \cos \theta = \frac{v}{c} \cdot f \cdot \cos \left[\frac{R - d_s}{d} \right] \quad (3)$$

где f_d – максимальная доплеровская частота, а θ – угол между прямым направлением поезда и линией видимости от БС до поезда (рис. 2). Можно видеть, что при большой удаленности БС от поезда ($d_0 \gg R$), частота доплеровского смещения будет относительно мала, но это приведет к большим затуханиям на радиолинии согласно формуле (2). Таким образом, необходимо

получить компромисс между затуханием и доплеровским смещением при планировании радиосети и уменьшения влияния перечисленных характеристик.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При разработке межслойной оптимизации и проектирования системы радиосвязи железнодорожного транспорта необходимо выбрать подходящую модель радиоканала, исходя из ее точности и сложности. С другой стороны, учитывая сложные среды вдоль железнодорожных линий, в одной местности может существовать несколько сценариев распространения радиоволн. Основные сценарии включают в себя виадук, выемку и тоннель. Эти специальные сценарии оказывают значительное влияние на характеристики распространения радиоволн. Когда поезд проходит через эти сценарии распространения, характеристики канала быстро меняются. Таким образом, сеть подвижной радиосвязи

должна быть адаптирована к быстрому переходу на различные характеристики распространения радиоканала и учитывать их влияние.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] X. L. Chu, D. Lopez-Perez, Y. Yang, and F. Gunnarsson Heterogeneous Cellular Networks: Theory, Simulation and Deployment // Cambridge, UK: Cambridge University Press. 2013.
- [2] B. Ai, R. He, Z. Zhong, K. Guan, B. Chen, P. Liu, Y. Li Radio wave propagation scene partitioning for high-speed rails // International Journal Antennas Propagation. 2012. Article ID 815232
- [3] Shengfeng Xu, Gang Zhu, Bo Ai, Zhangdui Zhong A survey on high-speed railway communications: A radio resource management perspective // Computer Communications. 2016. Т. 86. С. 12-28
- [4] Гурулёва М.А., Марюхненко В.С. Применение режима доплеровского обужения луча в обеспечении движения железнодорожного транспорта // Молодой ученый. 2015. №18. С. 126-129. – URL <https://moluch.ru/archive/98/22094/>

Технологическая радиосвязь – 70 лет развития

Ю. Я. Меремсон¹, П. Н. Ерлыков²

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹meremson@list.ru, ²petrerlikov@mail.ru

Abstract. This year marks 70th anniversary of the creation of the railway operational radio. 70 years ago induction means of communication with moving train was developed by creative group headed by the head of Department “Radiotechnics” P.N. Ramlau. This type of communication began to be used as radio train communication on domestic Railways and the Subway.

Keywords: radio train communication; station radio communication; induction means of communication

I. ИСТОКИ СОЗДАНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Идея передачи информации на подвижные объекты железнодорожного транспорта обсуждалась А.С. Поповым и его другом А.К. Эйлером, инспектором Николаевской железной дороги ещё в 1895 г. Венцом размышлений послужил 4-й совещательный съезд железнодорожных и других электротехников, организованный в сентябре 1897 г. 17 сентября 1897 г на съезде выступил А.С. Попов с докладом «О телеграфировании без проводов», встреченном с большим интересом участниками съезда. Однако до Октябрьской революции идея передачи информации на подвижные объекты железнодорожного транспорта не получила развития.

После Октябрьской революции вопросами передачи информации на подвижные объекты занималась Нижегородская радиолaborатория, открытая постановлением Совета народных комиссаров в июне

1918 г. под руководством М.Д. Бонч-Бруевича. В 20-е годы в нашей стране начались испытания радиостанций, установленных на поезде. Достижения Нижегородской радиолaborатории были использованы на железнодорожном транспорте для организации коротковолновой магистральной и дорожной телефонно-телеграфной связи, чему способствовали ее бывшие сотрудники В.Н. Листов и П.Н. Рамлау. К 1936 году НКПС (народный комиссариат путей сообщения) имел радиосвязь с Хабаровском, Читой, Новосибирском, Ташкентом и др. В 1938 году решением правительства вся система коротковолновой связи МПС (министерства путей сообщения) была передана наркомату связи.

Впервые на железнодорожном транспорте технологическая радиосвязь была применена на станциях Инская, Ленинград-Сортировочный-Московский, Лосиноостровская, Люблино и др. в 1937–1938 гг. Бурное развитие радиотехники создало все предпосылки для широкого использования радиосредств на железнодорожном транспорте. Массовое внедрение радиосвязи на железнодорожном транспорте было приостановлено в годы Великой Отечественной войны и началось с 1948 г., когда с целью повышения производительности работы маневровых локомотивов и ускорения обработки составов на сортировочных станциях начали широко применять станционную радиосвязь. Радиотелефонная связь между машинистами маневровых и горочных локомотивов, с одной стороны, и

маневровым диспетчером или соответствующим дежурным по парку или горке, с другой, позволила повысить экономические показатели, характеризующие технологический процесс работы железнодорожных станций [1].

Однако датой создания технологической радиосвязи на железнодорожном транспорте принято считать появление индуктивной связи с движущимся поездом в 1949 году. Тогда на транспорте широко стала применяться поездная радиосвязь. Двусторонняя радиотелефонная связь между машинистом локомотива, движущегося по перегону, и дежурным по станции или диспетчером в большой степени содействовала выполнению графика движения поездов и являлась средством, повышающим безопасность движения.

II. СОЗДАНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Широкомасштабные опыты по созданию поездной радиосвязи стали проводиться с 1947 г. по заданию ЦШ МПС коллективом кафедры «Дальняя связь и радиотехника». Ставилась задача, исходя из накопившегося опыта организации связи с поездом в нашей стране и за рубежом, провести научно-экспериментальные исследования возможностей организации радиоиндуктивной связи с движущимся поездом. На первом этапе применялись приемопередатчики, работающие в длинноволновом диапазоне волн, изготовленные кафедрой. В качестве волновода применялся пучок проводов воздушной линии связи на участке Ленинград-Гатчина Октябрьской железной дороги. С 1948 года были продолжены работы по радиоиндуктивной связи на средних частотах (гектометровые волны) с использованием радиостанций ЖР-1 на участке Ленинград-Малая Вишера. Выполненная работа под названием «Индуктивная связь с движущимся поездом» зарегистрирована в Государственном Комитете Советов Министров СССР по внедрению передовой техники в народное хозяйство в 1950 году за №445-50-7. Её исполнителями были В.С. Нелепец, Л.П. Краймер, Д.Я. Свердличенко, А.И. Дзыгало, а руководил работой П.Н. Рамлау.

III. РАЗВИТИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Раннее развитие ПРС (поездной радиосвязи) определило специфику ее построения. Эта система была организована по радиопроводному принципу в диапазоне гектометровых волн (2 МГц), что связано с возможностью и простотой реализации аппаратуры на том этапе. Вместе с тем это позволило использовать направляющие свойства линий электроснабжения, контактной сети, воздушных линий связи или специально подвешиваемого на опорах контактной сети провода, названного волноводом. Такая система ПРС получила широкое распространение, ею оборудована вся сеть железных дорог. К началу 1991 г. поездной радиосвязью оборудовано более 145 000 км пути.

С электрификацией железных дорог (1956 год) возросли уровни радиопомех, что в первую очередь

ухудшило условия работы поездной радиосвязи. В этих условиях задача повышения качества системы управления потребовала разработки более совершенных технических средств и освоения нового диапазона волн – метровых (150 МГц). К этому также были созданы предпосылки, связанные с развитием техники подвижной радиосвязи, освоением транзисторной элементной базы.

Для станционной радиосвязи в 1958 году были разработаны радиостанции, работающие в диапазоне метровых волн (150 МГц). Ими были оснащены в первую очередь крупные станции и узлы.

В конце 60-х и начале 70-х годов был разработан комплекс железнодорожных унифицированных радиостанций, работающих в гектометровом и метровом диапазонах с разнесом между соседними каналами 50 кГц.

С 1978 г. началось переоснащение поездной радиосвязи на двухдиапазонные (коротковолновые-гектометровые волны и ультракоротковолновые-метровые) стационарные и локомотивные радиостанции с использованием распорядительной станции и вспомогательного оборудования для организации линейного канала [2].

Дальнейшее развитие железнодорожной радиосвязи было связано с системой «Транспорт». Развитию этой системы способствовало специально принятое в сентябре 1976 года постановление Государственного комитета по науке и технике при Совете Министров СССР, а также постановление Военно-промышленной комиссии Совета Министров СССР (июнь 1979 года), рассчитанное на 5 лет. Общее руководство работами по созданию системы осуществлялось начальником отдела радио МПС Н.Е. Доценко, а научно-исследовательские и опытно-конструкторские работы возглавил руководитель лаборатории ВНИИЖТа Ю.В. Ваванов, впоследствии заместитель директора ВНИИАСа. В разработке отдельных проблем привлекались коллективы ВУЗов МПС: ЛИИЖТа, ОмИИТа и ХИИТа.

Система «Транспорт» включает в себя поездную, станционную и ремонтно-оперативную радиосвязь и работает в гектометровом, метровом и дециметровом диапазонах волн в симплексном и дуплексном режимах, с групповым и индивидуальным вызовом. Радиосети строятся по радиальному и линейному принципам с использованием радио- и проводных каналов. В отдельных сетях предусмотрен выход в железнодорожную АТС. Разнос между соседними каналами составил 25 кГц, что позволило существенно увеличить число каналов метрового диапазона (132 канала), а также обеспечить шесть частотных групп в диапазоне дециметровых волн [3].

В системе «Транспорт» предусмотрен обмен дискретной информацией. Она является основой для создания управляющих и информационных систем на базе использования каналов радиосвязи. При этом планируются: передача номера поезда в привязке к его местонахождению, номера локомотива, информации о состоянии локомотива, управление соединенными

поездами, контроль давления в тормозной магистрали в хвосте поезда, управление устройством закрепления состава, передача информации о местоположении поезда и его скорости, передача сведений о наличии свободных мест в пассажирских поездах и др.

В настоящее время на высокоскоростных поездах «Сапсан» для организации поездной радиосвязи используются трехдиапазонные радиостанции РВС-1-08 Ижевского радиозавода, способные работать в 3х диапазонах частот (2 МГц, 150 МГц, 450 МГц). Также на железнодорожном транспорте используются радиостанции с использованием IP-сетей. Это радиостанции Ижевского радиозавода модификации РВС-1-12 и выше, а также радиостанции фирмы «Пульсар-Телеком» модификации РЛСМ.

В последние годы проектированием технологической радиосвязи на железнодорожном транспорте занимаются такие проектные организации как ГТСС («Гипротрансигналсвязь» – филиал ОАО «Росжелдорпроект») и ОАО НИИАС. Они занимаются проектированием цифровых сетей технологической радиосвязи в диапазонах дециметровых волн (450 МГц и 900 МГц).

IV. ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ

Перспектива развития железнодорожной технологической радиосвязи связана с освоением диапазонов дециметровых и гектометровых волн. В этих диапазонах уже не проявляется действие радиопомех, характерных для железных дорог, и в радиосетях может быть реализована чувствительность приемников. Радиосвязь должна перейти в число основных средств

управления движением поездов и станционной работой, что требует решения проблемы передачи команд по радиоканалу, исключая опасных отказы [4].

В последнее время, с повышением скоростей пассажирских поездов, стала возрастать роль радиосвязи для обеспечения безопасности движения. Современные цифровые системы радиосвязи с применением систем комплексной безопасности позволяют практически полностью автоматизировать процесс управления движением поездов, а также создать системы интервального регулирования поездов на основе радиосвязи. Это достигается за счет происходящей в последнее время интеграции всех видов связи в единую сеть. Поэтому роль радиосвязи на железнодорожном транспорте неуклонно возрастает [5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Ваванов Ю.В., Елизаренко А.В., Комягин А.Л., Тропкин С.И. Радиотехнические системы на железнодорожном транспорте. М.: Транспорт, 1991. 302 с.
- [2] Красковский А.Е., Меремсон Ю.Я. Технологическая радиосвязь на железнодорожном транспорте – этапы развития / 58-я научно-техническая конференция, посвященная Дню радио и 300-летию Санкт-Петербурга. СПб.: 2003. с. 107-108.
- [3] Красковский А.Е., Меремсон Ю.Я. Современные радиотехнические системы на железнодорожном транспорте / Электрическая связь и радио на железных дорогах России. МежВузовский сборник научных трудов. СПб.: 2000. с. 27-30.
- [4] Красковский А.Е., Меремсон Ю.Я., Шматченко В.В. Задачи технологической радиосвязи в условиях работы железнодорожного транспорта / Электрическая связь и радио на железных дорогах России. МежВузовский сборник научных трудов. СПб.: 2002. с. 34-43.
- [5] Красковский А.Е., Ерлыков П.Н. Радиотехнические системы для управления перевозками на железнодорожном транспорте. 2008. 48 с.

Концепция «Интернет вещей» и возможности ее применения на железнодорожном транспорте

В. Д. Коротченко¹, Д. Н. Роенков²

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹vladis147@mail.ru, ²roenkov_dmitry@mail.ru

Abstract. The prerequisites for the emergence of the concept of the Internet of things are considered. The dynamics of the rapid movement from the Internet of people to the Internet of things is shown. The advantages of LPWAN technology in relation to the tasks of the Internet of things are demonstrated. Briefly describes the technology LoRaWAN and «STRIZH». Specific options are given for using the Internet of Things technology in railway transport.

Keywords: Internet of things; LPWAN; LoRaWAN; «STRIZH»; Internet of Things technology in railway transport

I. ВВЕДЕНИЕ

В последние годы доступ к ресурсам сети интернет стал таким же необходимым, как телефон, автомобиль. Если еще в 2003 году количество подключенных к Всемирной сети устройств составляло 0,08 на одного человека, то уже в 2015 году этот «коэффициент» достиг 3,47 устройств на человека. Сегодня число подключенных устройств превысило численность населения планеты более чем в 5 раз. Интернет продолжает движение от сети связи людей к сети связи вещей.

Интернет вещей (IoT, Internet of things) может трактоваться, как состояние интернета, при котором количество объектов, подключенных к Всемирной сети, превышает население планеты. Все подключенные объекты могут быть идентифицированы и объединены через коммуникационные сети.

При беспроводной передаче данных Интернета вещей важнейшими качествами используемой технологии являются энергоэффективность, надежность, допустимые задержки, адаптивность и объем передаваемых данных. Характеристики аппаратуры из сегмента IoT зависят не только от конкретного устройства, но и от общих показателей, характерных для технологии исполнения (радиопокрытие сети, энергопотребление, время автономной работы, стоимость устройства).

Следует отметить возможности роста эффективности транспортных систем и логистики в целом благодаря переходу на устройства, основанные на технологиях IoT. Проблемой использования для Интернета вещей традиционной мобильной связи является ограниченное время автономной работы устройств, а также относительно высокая стоимость услуг связи. Для решения этих проблем

активно развиваются энергоэффективные технологии, работающие в не лицензируемом частотном диапазоне. Самыми перспективными для использования на транспорте являются зарубежная технология LoRa [1, 2] и отечественная «СТРИЖ» [3, 4].

II. ТЕХНОЛОГИЯ LPWAN

Технология LPWAN (Low power Wide area Network – Энергоэффективная сеть дальнего действия) – это технология беспроводной связи, разработанная для передачи данных телеметрии различных устройств на дальние расстояния для приложений, нетребовательных к скорости передачи данных.

По принципу работы LPWAN схожа с сетями сотовой связи. В LPWAN каждое устройство напрямую передает данные по радиоканалу на базовую станцию. Станция принимает сигналы от всех устройств в радиусе своего действия и ретранслирует полученные данные на сервер, используя доступный канал связи: Ethernet, сотовую связь, спутниковую связь. Сервер осуществляет обработку и архивирование данных, а также предоставляет их пользователям. Для обеспечения глобального доступа пользователи получают доступ к требуемой информации через Интернет или посредством сотовой связи. Данная технология позволяет использовать два подхода для передачи пакетов данных: широкополосное кодирование (реализовано в технологии LoRaWAN) и применение узкополосных сигналов (основа технологии «СТРИЖ»).

Беспроводные датчики, работающие в сетях LPWAN, представляют собой аналоговые и/или цифровые устройства, сопряженные с измерительным преобразователем, который осуществляет преобразование измерений в физические величины контролируемых параметров и их оцифровку. Также в состав оконечного оборудования входит радиомодем для работы в сетях LPWAN и батарея для питания устройства. При необходимости устройства могут оснащаться модулями GPS/ГЛОНАСС или другими системами глобального позиционирования. Отличие от классических решений состоит в том, что устройство большую часть времени находится в режиме ультранизкого энергопотребления в так называемом «спящем» режиме, и активируется на короткий промежуток времени, составляющий буквально несколько секунд. В активном режиме устройство

получает данные от подключенных датчиков и передает полученные данные на базовую станцию. Благодаря большим периодам, когда устройство находится в «спящем» режиме и незначительным периодам активности, беспроводные датчики могут работать на одной батарее значительный промежуток времени. Некоторые производители заявляют, что продолжительность работы таких устройств на одной батарее при периоде опроса один раз в час достигает 10 лет.

III. ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Интернет вещей имеет высокий потенциал развития в сфере транспорта. Рассмотрим несколько вариантов применения описанных выше технологий для повышения производительности труда на железнодорожном транспорте.

А. Приборы контроля и учета энергоресурсов

Практически любой объект инфраструктуры железной дороги подключен к водо- и электроснабжению, их учёт является трудоёмкой и затратной задачей. Сегодня показания, как правило, снимаются работниками вручную, что отвлекает их от выполнения служебных обязанностей или требует найма отдельного человека. При этом всегда присутствует человеческий фактор: показания прибора могут быть сняты неверно или информация несвоевременно дойдёт до поставщика услуг. Решением этой проблемы могут стать единые системы контроля приборов учёта потребления электричества, воды или газа.

Датчики автоматически отправляют информацию на базовую станцию. Станция её обрабатывает и передаёт на сервер, доступ к которому имеет потребитель. В зависимости от класса устройства, базовая станция может отправлять корректирующую информацию на датчики, например, производить синхронизацию по дате и времени.

Использование датчиков, основанных на технологиях LoRaWAN или «СТРИЖ», позволит отказаться от дорогостоящих проводных сетей. Кроме того, благодаря высокой проникающей способности радиоволн и наличию ретрансляторов, такую систему возможно эксплуатировать в условиях плотной городской застройки. Дополнительным преимуществом является ремонтпригодность, проблемными точками сети могут быть только сами датчики или базовая станция. При использовании проводных линий найти и устранить неисправность бывает значительно сложнее.

В. Обеспечение сохранности грузов

Одним из основных назначений вагонного хозяйства является выполнение перевозок пассажиров и грузов исправными вагонами, отвечающими требованиям безопасности перевозочного процесса и обеспечивающими необходимые удобства для пассажиров и сохранность перевозимых грузов. Обеспечение сохранности груза является важной задачей при выполнении железнодорожных перевозок.

Грузы, и в первую очередь дорогостоящие, перевозят в опломбированной таре, но наличие целой пломбы на упаковке при приеме груза лишь показатель того, что ее не вскрывали. Более надежным вариантом обеспечения сохранности груза является его сопровождение охраной, но значительно дешевле и эффективнее будет использование системы датчиков, которая позволит в он-лайн режиме получать информацию о его сохранности.

Такие датчики открытия/закрытия могут быть установлены на дверях товарных вагонов или напрямую на контейнере. Подобные устройства предлагает упомянутый ранее отечественный производитель – компания «Стриж».

Рассмотрим более подробно, как функционирует данная система.

1) При размыкании датчиков, установленных на двери вагона, модем отправляет тревожный сигнал частотой 868,8 МГц на базовую станцию «СТРИЖ».

2) Полученный сигнал транслируется по имеющемуся порту Ethernet, а затем по кабелю от этой базовой станции через сеть Интернет на сервер компании «Стриж».

3) Заказчик при входе в личный кабинет с любого устройства (мобильный телефон либо компьютер) может отследить состояние датчиков. В системе предусмотрена отправка уведомлений о тревожном срабатывании датчиков в виде СМС.

Кратко рассмотрим еще несколько возможностей применения беспроводных датчиков:

- их использование позволит отслеживать в режиме реального времени состояние оборудования, что даст возможность оперативно реагировать на предаварийные и аварийные ситуации;
- беспроводные модули помогут отслеживать местоположение грузов во время их транспортировки, благодаря чему удастся повысить оперативность обработки составов и грузов на станциях;
- датчики могут быть использованы в системах оповещения об экстренных изменениях состояния организма работника или окружающей среды, а также в носимом медицинском оборудовании, измеряющем кровяное давление, пульс и др.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотренные выше примеры использования устройств на основе технологии LPWAN являются яркой иллюстрацией целесообразности внедрения IoT технологий на железнодорожном транспорте. Их широкое применение позволит значительно увеличить производительность труда и степень автоматизации, а также сократить финансовые издержки на использование GSM сетей или спутникового оборудования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Роенков Д.Н., Яронова Н.В. Основы технологии LoRa. Перспективы ее применения // Автоматика, связь, информатика, 2017. № 4. С. 31-35.
- [2] Смирнов А.В. LoRaWAN над Санкт-Петербургом // Беспроводные технологии, 2017. №4. С. 58-61.
- [3] Роенков Д.Н., Яронова Н.В. Технология «СТРИЖ» и перспективы ее применения // Автоматика, связь, информатика, 2017. № 9. С. 8-11.
- [4] Стриж[сайт], URL: <https://strij.tech> (дата обращения 12.03.2019 г.).

Квантово-криптографические методы защиты информации

С. А. Левченко¹, Д. Н. Роенков²

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹panlev01@mail.ru, ²roenkov_dmitry@mail.ru

Abstract. The article is devoted to the basics of quantum cryptography. The BB84 quantum key distribution protocol is considered, as well as a phase-coded system using Mach-Zehnder interferometers. The current state of affairs with the implementation of quantum cryptography systems in the world, problems and prospects for the development of this technology are considered.

Keywords: quantum cryptography; BB84 quantum key distribution protocol

I. ВВЕДЕНИЕ

Письма, банковские счета, конфиденциальные данные и многие другие виды информации должны оставаться в секрете. Для обеспечения безопасности данных, информацию шифруют. Единственным способом гарантированной защиты от потенциального хакера в настоящее время является применение квантовой криптографии [1–4].

Криптография – полная зашифровка текста. Каждая буква предложения заменяется определенным символом с помощью шифров и ключей. В цифровой передаче используется бинарный код. Квантовая криптография подразумевает под собой создание новых способов генерирования абсолютно случайных ключей без возможности считывания данной информации третьим лицом. Полная секретность обеспечивается за счёт фундаментальных запретов квантовой механики (запреты на клонирование и копирование неортогональных квантовых состояний) и фундаментальных запретов теории относительности на различимость квантовых состояний. До этого все методы засекречивания информации осуществлялись на базе математических закономерностей, которые поддаются расшифровке.

В мире квантов используется принципиально иной подход. Именно здесь существует истинная случайность, которая создаёт уникальную передачу поляризованных фотонов для шифрации и дешифрации сообщений. В

качестве носителя информации выступает фотон, который и будет генерировать разные квантовые состояния – кубиты. Главной задачей является передача кубитов от отправителя к получателю. Так как фотоны существуют только в движении, то вмешательство злоумышленника в протокол можно заметить вплоть до тех пор, пока злоумышленник не сможет контролировать и на чтение, и на запись все каналы общения сразу. Как только злоумышленник вмешается в связь, фотон поменяет своё состояние, и не будет передавать существенно важную информацию.

II. ПРОТОКОЛЫ КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИИ

Базовым протоколом квантовой криптографии является протокол BB84, который основан на теореме о запрете клонирования неизвестного квантового состояния.

Важным направлением развития квантовой криптографии является квантовое запутывание. Оно реализуется на двух системах, которые не находятся в определенном состоянии. Если будет произведено измерение на одной из любых двух систем и получено состояние $|0\rangle$, то на другой системе состояние будет противоположным.

Вообще, все ключи, используемые в квантовой криптографии, созданы по принципам распределения и запутывания, заложенным в соответствующих протоколах. Существуют протоколы, основанные на передаче информации посредством кодирования в состояниях одиночных фотонов. К ним относятся, например, протоколы BB84, B92, BB84(4+2), с шестью состояниями, Гольденберга-Вайдмана, Коаши-Имото и их модификации. Для кодирования информации в спутанных состояниях разработан единственный протокол – E91.

Рассмотрим подробнее протокол квантового распределения ключей BB84 (рис. 1).

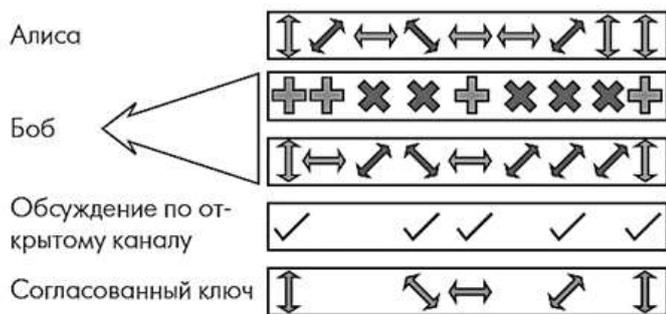


Рис. 1. Формирование квантового ключа по протоколу BB84

Протокол состоит из трёх частей:

1. передача и приём фотона по квантовому каналу связи от Алисы (отправителя) к Бобу (получателю);
2. передача Бобом информации об использованных анализаторах;
3. передача Алисой информации о совпадении выбранных анализаторов и исходных поляризации.

Алиса поляризует фотон, в зависимости от бита, под углом: 90° или 135° для «1», 45° или 0° для «0»; выбирает базис поляризации (диагональный - \times или прямолинейный - $+$) и направление поляризации в этом базисе:

0 (« \rightarrow ») или 90° (« \uparrow ») в « \rightarrow » базисе;

45° (« \nearrow ») или 135° (« \nwarrow ») в « \times » базисе.

Внутри обоих базисов состояния ортогональны, но состояния из разных базисов будут попарно неортогональными. Это необходимо для детектирования попыток съёма информации.

Следовательно: невозможно клонировать состояние фотона, и достоверно отличить состояния из разных базисов друг от друга.

Боб независимо от Алисы выбирает для каждого поступающего фотона: базис поляризации; сохраняет результаты измерений и по открытому общедоступному каналу связи сообщает, какой тип измерений был использован для каждого фотона.

Алиса получает сообщение Боба и оглашает, использованные измерения в соответствии с исходным базисом.

После сверки отправитель и получатель переводят в биты (0 и 1) совпадающие случаи. Так формируется ключ.

Количество совпавших случаев является половиной длины сообщения, т.е. при отсутствии помех около 50% фотонов будут зарегистрированы правильно.

Для получения идентичной последовательности получатель и отправитель проводят коррекцию – последовательности перемешиваются и разбиваются на блоки (появление блока с более, чем одной ошибкой пренебрежительно мала), каждый блок проверяется на чётность (если блоки не совпали чётностью, то их делят на мелкие блоки, до исправления ошибки).

Так пользователи получают возможность кодировать и декодировать информацию по незащищённому каналу связи.

Квантовый ключ можно передать несколькими типами систем: с поляризованным кодированием и с фазовым кодированием.

Первое реализация системы квантового распределения ключей была основана на поляризованной схеме кодирования протокола BB84 с 4 состояниями поляризации.

Вне лаборатории система состояла из блоков, связанных оптоволоком. Станция отправителя включала 4 лазерных диода, которые излучали короткие импульсы света длительностью 1 нс (рис. 2). Поляризация фотонов составляла -45° , 0° , $+45^\circ$ и 90° . Для передачи 1 бита один из диодов должен активизироваться. Затем с помощью фильтров импульсы ослабляются (это необходимо для обеспечения однофотонности). Далее происходит их отправка к получателю. Важно сохранить поляризацию фотона после его распространения в волокне при приёме с помощью детектора. Импульсы проходят через волновые пластины и достигают светоделителя, который направляет фотоны к анализаторам.

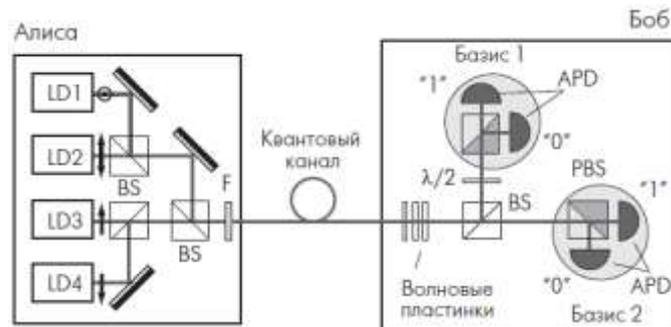


Рис. 2. Установка с поляризованным кодированием

Если фотон пройдет на соответствующий линейному базису поляризации выход светоделителя, то у него будут равные вероятности попасть на один из фотодетекторов (что приведет к случайному результату). При выборе диагонального базиса, будет получен определенный результат из-за отражения светоделителем с единичной вероятностью (это становится возможным из-за поворота поляризации на 45°). При построении волоконно-оптических систем квантовой криптографии из-за резкого изменения поляризации данный тип кодирования не является оптимальным.

Система с фазовым кодированием основана на использовании интерферометров Маха-Цендера (рис. 3).

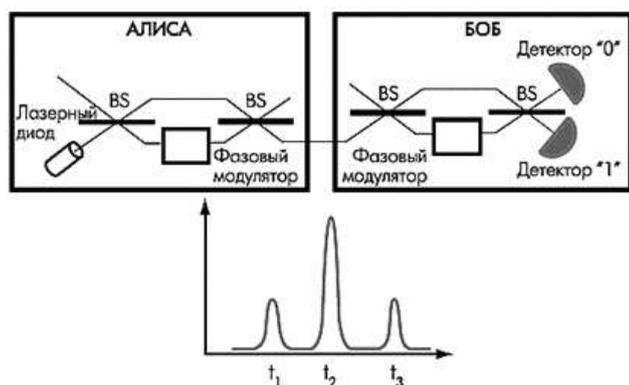


Рис. 3. Схема фазового кодирования с двумя интерферометрами Маха-Цендера

Временная функция отсчетов в станции получателя, при использовании импульсного источника света, будет содержать три пика. Первый соответствует тому, что и у обеих станций фотоны пошли через короткое плечо. Третий пик является случаем, когда фотоны «выбрали» длинные пути. И, центральный пик соответствует ситуации, когда фотон отправителя пошел по короткому пути, а фотон получателя – по длинному, либо наоборот. Различить ситуации центрального пика невозможно. Физически это значит, что разность длин плеч интерферометра отправителя должна быть такой же, как и у получателя, с точностью до длины когерентности света. Стабильность интерферометра за время работы должна быть на уровне долей длины волны света, для большей стабильности.

III. НАСТОЯЩЕЕ И БУДУЩЕЕ КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИИ

Квантовая криптография все более популярна в банковском секторе, при решении задач управления крупными инфраструктурными объектами, включая транспортные и энергетические. В обозримом будущем квантовые технологии позволят создать квантовые компьютеры, производительность которых сделает возможным, например, взламывание практически любого существующего сегодня шифра.

Все большее количество стран реализует системы связи, использующие квантовое распределение ключей. Уже сегодня протяженность квантовых линий связи достигает сотен километров, что еще несколько лет назад было нереализуемо.

В то же время, все еще остается целый ряд актуальных и нерешенных задач, над которыми работают ученые многих стран: увеличение скорости передачи информации и дальности связи по квантовым линиям связи, существенное улучшение характеристик приемопередающего оборудования и снижение его стоимости. Решение этих задач даст импульс к широкому внедрению систем квантовой связи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Холево А.С. Квантовые системы, каналы, информация // Электронное издание. М.: МЦНМО, 2014, 327 с.
- [2] Кулик С. Квантовая криптография // Фотоника. Выпуск №3 2010 г.
- [3] Голубчиков Д.М., Румянцев К.Е. Квантовая криптография: принципы, протоколы, системы. [http://window.edu.ru/resource/801/58801/files/68358e2-st14.pdf]
- [4] Слепов Н. Квантовая криптография: передача квантового ключа. Проблемы и решения // Электроника НТБ. Выпуск №2 2006 г.

Возможности использования подвижной связи 5G на железнодорожном транспорте

П. А. Плеханов¹, Д. Н. Роенков²

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹pavelplekhanov@gmail.com, ²roenkov_dmitry@mail.ru

Abstract. The implementation of 5G (fifth generation) mobile communications is today one of the main directions of global telecommunications industry development. 5G networks are able to fully meet all existing and future needs for wireless communications, both for individual users and organizations, including railways. Today modern technologies of improving the quality and safety of transportation services are being actively introduced on Russian railways, projects of speed, high-speed and heavy traffic are being implemented, research is being conducted in the field of maglev, infrastructure and rolling stock are being modernized, and systems of technological railway telecommunications play an important role in the innovative development of the domestic railways. In this regard, the use of 5G technologies opens up broad opportunities for the successful implementation of future innovative solutions in the field of safe train traffic control and the provision of modern telecommunications services to both railways and passengers. This article discusses the classification of mobile communication generations and the standardization of 5G technical solutions, describes the requirements for new technologies from the railways, and suggests ways of using 5G in railways.

Keywords: mobile communications; 5G; standardization; railways; railway safety

I. НЕОБХОДИМОСТЬ РЕАЛИЗАЦИИ 5G

Развитие подвижной связи происходит в направлении увеличения скорости передачи данных при уменьшении времени задержки сигнала и обеспечении мобильности абонента, при этом, в мире принята условная классификация стандартов и технологий по поколениям (обозначаются латинской буквой «G» от англ. «generation») подвижной связи. На сегодняшний день передовыми технологиями подвижной связи являются технологии 5G, внедрение которых в коммерческую эксплуатацию находится на начальном этапе.

Стандарт LTE и его модификации LTE-Advanced и LTE-Advanced Pro 4G, находящиеся сегодня в коммерческой эксплуатации, в целом, удовлетворяют потребности в услугах подвижной связи большинства индивидуальных абонентов и организаций, включая железнодорожный транспорт – ведутся даже разработки для адаптации стандарта для железных дорог в виде технологии LTE-R («railways») как в свое время был адаптирован стандарт GSM 2G в виде технологии GSM-R

путем принятия поправок к базовому стандарту (обеспечение «прямой» связи между подвижными станциями без использования сетевой инфраструктуры, дополнительные требования по безопасности и др.). Однако, наличие сегодня, в т.ч. на железнодорожном транспорте, ряда приложений, требующих малых временных задержек (диагностика и мониторинг объектов инфраструктуры и подвижного состава в режиме реального времени, позволяющих выявлять предотказные состояния и, тем самым, предотвращать возникновение опасных событий), высокого уровня надежности (управление критическими с точки зрения комплексной безопасности объектами) и быстрой передачи больших объемов данных (удаленное видеонаблюдение, контроль перемещения грузов) обуславливает необходимость реализации технологий 5G. В этой связи, можно сформулировать требования, которые не могут быть удовлетворены используемыми сегодня технологиями 4G:

- обеспечение скорости передачи данных значительно выше 1 Гбит/с;
- соединение большого количества коммуникационных устройств (как подвижных, так и стационарных), имеющих малую потребляемую мощность;
- организация высокоскоростного обмена данными между подвижными коммуникационными устройствами напрямую, минуя сетевую архитектуру;
- эффективное использование электроэнергии подвижными станциями.

II. СТАНДАРТИЗАЦИЯ 5G

Основными международными организациями, задействованными в стандартизации технологий 5G, являются Международный союз электросвязи ITU (International Telecommunications Union), Европейский институт телекоммуникационных стандартов ETSI (European Telecommunications Standards Institute) и Консорциум по развитию беспроводной связи 3GPP (3rd Generation Partnership Project), образованный в 1998 г. и объединяющий различные региональные ассоциации в области телекоммуникаций.

Технические документы консорциума 3GPP, посвященные различным вопросам реализации технологий подвижной связи (физический уровень, оборудование подвижных и базовых станций и т.д.), представляют собой Технические спецификации (Technical Specification, TS) и технические отчеты (Technical Report, TR), имеющие каждый свой номер. В свою очередь, TS и TR объединяются в тематические серии (радиоканал, безопасность и т.д.), также имеющие соответствующие номера. Сборники TS и TR, относящиеся к нескольким сериям, составляют соответствующие «релизы» («releases») – выпуски технических документов, посвященные определенному этапу развития какого-либо стандарта подвижной связи. Т.е. в одну серию могут входить TS и TR, относящиеся к разным «релизам». Так, Release 99, выпущенный в 1999 г., был посвящен стандарту UMTS 3G, Releases 4-7 – технологиям HSPA / HSPA+, являющимся развитием UMTS. Releases 8 и 9 описывают базовый стандарт LTE 3G, Releases 10 и 12 – развитие LTE в виде технологии LTE Advanced 4G, а Releases 13 и 14 – в виде усовершенствованной технологии LTE Advanced Pro также 4G. Releases 15 и 16 посвящены уже технологиям 5G. При этом, TS и TR, описывающие технические требования первой фазы реализации 5G, в настоящее время объединены в специальную 38-ю серию под названием «Radio technology beyond LTE» («Технология радиосвязи за пределами LTE»).

III. ТЕХНИЧЕСКИЕ ОСОБЕННОСТИ 5G

Для работы сетей 5G выделено два частотных диапазона: 450 ... 6 000 МГц и 24 250 ... 52 600 МГц, которые являются более высокими по сравнению с диапазонами предшествующих поколений, что, в свою очередь, позволяет использовать антенны меньших размеров. В качестве антенн в 5G применяются антенные решетки, реализующие метод MIMO («Multiple Input – Multiple Output» – «Много входов – Много выходов»). Наряду с различными вариантами MIMO в 5G также возможно применение метода формирования лучей «Beamforming», который дает возможность направлять лучи от базовой на подвижные станции (как неподвижные в данный момент, так и движущиеся) без влияния на другие лучи, направленные на эти же станции. Кроме того, 5G предполагает использование малых сот с радиусом вплоть до нескольких метров, «разгружающие» большие соты на основе перераспределения команд управления и пользовательского трафика – концепция «фантомной соты» («Phantom Cell»).

Вследствие необходимости обеспечения доступа к более широкой полосе частот при сохранении обратной совместимости с предшествующими технологиями, в 5G возможно использование агрегации несущих частот в следующих вариантах: агрегация смежных несущих (участков спектра) в пределах одной полосы частот, агрегация несмежных несущих (участков спектра) в пределах одной полосы частот и агрегация несущих (участков спектра), расположенных в разных полосах частот. Также в 5G возможно использование метода «полного дуплекса» («full duplex»), при котором

организуется передача и прием на одной и той же частоте, что позволяет вдвое увеличить спектральную эффективность. Для реализации данного метода необходимо обеспечить значительное подавление собственной помехи.

Для борьбы с межсимвольной интерференцией, вызванной многолучевым распространением сигналов и, как следствие, наложением на приемном конце радиоканала друг на друга сигналов разных символов, можно увеличить длительность сигнала каждого символа – это приведет к тому, что сигналам разных символов будет значительно труднее «помешать друг другу», однако, при этом, уменьшится скорость передачи символов. Для недопущения этого предлагается «расщепить» передаваемый сигнал на несколько сигналов и передавать эти сигналы одновременно на разных частотах – таким образом, полоса частот делится не несколько поднесущих ортогональных (т.е. «разнесенных») частот, которые передают сигналы от одного или от нескольких абонентов. Ортогональность означает, что, когда амплитуда одной из поднесущих частот имеет максимальное значение, амплитуды остальных должны быть равны нулю. Данный метод называется ортогональным частотным уплотнением (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM). Однако, методу OFDM присущи некоторые недостатки, связанные с высокой чувствительностью к смещению частоты и флуктуациям фазы принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника, а также с высоким значением отношения пиковой мощности сигнала к ее среднему значению, которое заметно снижает энергетическую эффективность передатчика. В этой связи, наряду с оптимизированным методом OFDM, в 5G также возможно использование метода передачи со многими несущими и гребенчатой фильтрацией (Filter Bank Multi-Carrier, FBMC) и метод передачи со многими несущими и универсальной фильтрацией (Universal Filtered Multi-Carrier, UFMC). В методе FBMC каждая поднесущая частота OFDM-сигнала фильтруется отдельно, что приводит к снижению уровня внеполосных излучений и повышению устойчивости сигнала к интерференции между поднесущими. В методе UFMC, в отличие от FBMC, фильтруются не каждая поднесущая частота в отдельности, а группы нескольких соседних поднесущих, что позволяет уменьшить внеполосные излучения по сравнению с технологией OFDM без существенного увеличения длины символа. Таким образом, преимуществами метода UFMC перед FBMC являются меньшие задержки при передаче данных.

Вид модуляции (манипуляции) в 5G должен выбираться адаптивно на основе оценки качества канала связи (отношение «сигнал/шум» или интенсивности ошибок на бит при приеме «пилотных» сигналов), при этом, возможны следующие варианты:

- $(\pi/2)$ -BPSK (Binary Phase Shift Keying) – двоичная фазовая манипуляция со сдвигом $(\pi/2)$;
- QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) – квадратурная фазовая манипуляция;

- 16QAM, 64QAM, 256QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурная амплитудная модуляция, которая является разновидностью амплитудной модуляции и представляет собой сумму двух несущих сигналов одной частоты, сдвинутых по фазе друг относительно друга на 90°, при этом, каждый сигнал модулирован по амплитуде своим модулирующим сигналом.

Что касается инфраструктуры сетей 5G [1], то можно говорить о следующих перспективных ее особенностях:

- использование «облачных» («cloud») технологий в сетях радиодоступа (Cloud Radio Access Network, Cloud RAN) и в базовой сети (Cloud Core Network, Cloud CN);
- полная виртуализация сетевых функций (Network Function Virtualization, NFV), заключающаяся в осуществлении контроля и управления качеством обслуживания (Quality of Service, QoS) в реальном времени на основе устанавливаемых непосредственно во время соединения уровней QoS и приоритезации трафика на основе его классификации (основные приоритеты – видео и M2M) с возможностью обучения этой процедуре;
- возможность использования подвижных базовых станций (Moving 5G Node) и подвижных транспортных сетей (Moving 5G Backhaul), когда элементы сетевой инфраструктуры размещаются на подвижных единицах (автомобилях) и объединяются в mesh-сети.

IV. ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ 5G НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Железнодорожный транспорт в целом и, в особенности, такие его инновационные виды, как высокоскоростной и магнитолевитационный, представляет собой критическую с точки зрения безопасности систему, в связи с чем, требования к сетям подвижной связи 5G, используемым для обеспечения движения поездов, предъявляются особо [2].

Кроме того, Европейским комитетом по стандартизации в области электро-техники CENELEC были разработаны и в настоящее время применяются в качестве международных стандартов (стандартов Международной электротехнической комиссии IEC) рамочные документы EN 50126 (IEC 62278), EN 50128 (IEC 62279) и EN 50129 (IEC 62425) по управлению безопасностью совместно с надежностью, готовностью и ремонтпригодностью (Reliability, Availability, Maintainability, Safety – RAMS) для железнодорожного

транспорта и руководства по их применению, наряду с которыми также применяется стандарт по управлению стоимостью жизненного цикла (Life Cycle Cost – LCC) IEC 60300-3-3. В рамках концепции по управлению RAMS/LCC железнодорожного транспорта был разработан и принят в качестве международного стандарта документ EN 50159 (IEC 62280 [3]), содержащий требования по безопасной передаче данных в сетях железнодорожной электросвязи, к которым в перспективе будут относиться и железнодорожные сети технологической подвижной связи 5G.

Кроме уже упомянутых выше железнодорожных приложений, требующих реализации 5G, возможности технологий пятого поколения могут быть в полной мере применены и для развития современных систем управления движением поездов на основе подвижной связи. Мировой опыт применения этих систем востребован сегодня и на российских железных дорогах, в т.ч. для проектов организации скоростного и высокоскоростного движения.

Таким образом, при условии успешной коммерческой реализации, подвижная связь 5G имеет все возможности стать одной из основных технологий инновационного развития железнодорожного транспорта в направлении повышения качества и безопасности перевозочных услуг [4, 5].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Technical Report TR 21.915 V0.6.0 (2019-02) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Release 15 Description; Summary of Rel-15 Work Items (Release 15). URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3389>.
- [2] Technical Specification 3GPP TS 22.289 V16.0.0 (2018-12) 3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Services and System Aspects; Mobile Communication System for Railways; Stage 1 (Release 16). URL: <https://portal.3gpp.org/desktopmodules/Specifications/SpecificationDetails.aspx?specificationId=3186>.
- [3] IEC 62280(2014) Railway applications – Communication, signalling and processing systems – Safety related communication in transmission systems. М.: ФГУП «Стандартинформ», 2014. 136 с.
- [4] А.Е. Красковский. Комплексная оценка рисков для безопасности движения / А.Е. Красковский, Д.И. Рогоза, П.А. Плеханов // Известия Петербургского университета путей сообщения. 2011. № 1 (26). С. 54-65.
- [5] Плеханов П.А. Проблема формирования требований к качеству и безопасности перевозочных услуг железнодорожного транспорта / П.А. Плеханов // Экономика железных дорог. 2015. № 10 С. 20-27.

Перспективы использования технологии MIMO в радиотехнических системах железнодорожного транспорта

Д. Н. Роенков¹, П. А. Плеханов²

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I
¹roenkov_dmitry@mail.ru, ²pavelplekhanov@gmail.com

Abstract. The article is devoted to the MIMO technology and analysis of the prospects for its application in radio engineering systems of railway transport. The state of technological railway radio communication on the Russian railways is considered. The necessity of introducing modern wireless technologies on the railway transport is shown. The evolution of MIMO antennas and the corresponding increase in spectral efficiency are demonstrated. The design and principle of operation of one of the variants of the Massive MIMO antenna is considered. The possibility of using phased antenna arrays in the 2 MHz and 150 MHz frequency bands used in existing railway radio technology networks is estimated. It is shown that MIMO technology will be used in railway radio networks in the future transition of technological railway radio communication networks to the infrastructure of 5G wireless communication networks.

Keywords: MIMO technology; Massive MIMO; radio engineering systems of railway transport; 5G

I. СОСТОЯНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОЙ РАДИОСВЯЗИ НА РОССИЙСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГАХ

Традиционно технологическая железнодорожная радиосвязь строится с использованием собственных радиосетей, функционирующих в диапазонах гектометровых (2 МГц), метровых (150 МГц), дециметровых (GSM-R – 900 МГц, TETRA – 460 МГц) волн [1, 2, 3]. Это связано, в первую очередь, с высокими требованиями по надежности и безопасности каналов радиосвязи, задействованных в системах управления движением поездов. Таким требованиям не соответствуют сети мобильной связи гражданских операторов.

В качестве антенн применяются, как правило, ненаправленные вибраторные антенны, или антенны, состоящие из нескольких простых элементов (коллинеарные, директорные, и др.) [1, 4, 5]. Однако в последнее время все чаще возникают проблемы обеспечения электромагнитной совместимости при частотно-территориальном планировании сетей технологической радиосвязи. Основные причины – перегруженность частотных диапазонов на крупных железнодорожных станциях, а также потребность одновременно в 3 – 7 дополнительных частотах диапазона

150 МГц при планировании радиосетей стандарта DMR. Так, при частотно-территориальном планировании радиосетей для ВСМ Москва – Казань, выполняемом в соответствии с требованиями специальных технических условий [6], крайне затруднительным стало решение задачи выбора частот на участке трассы, проходящем по территории Москвы. С серьезными проблемами электромагнитной совместимости в сетях стандарта GSM-R столкнулись на крупных железнодорожных станциях Европы [7], на которых из-за перегруженности частотного диапазона GSM, используемого гражданскими операторами, значительно снизилась надежность технологической железнодорожной радиосвязи.

Еще одной важной задачей, все более остро стоящей перед сетями технологической радиосвязи, является обеспечение надежных высокоскоростных каналов передачи данных. Доступные в используемых на железнодорожном транспорте сетях цифровых стандартов DMR и GSM-R скорости передачи данных и пропускная способность каналов не всегда достаточны для реализации многих актуальных задач (управление движением поездов, мониторинг состояния элементов подвижного состава и инфраструктуры, концепция «Интернет вещей» и др.). Возможным вариантом системы передачи данных в рамках концепции «Интернет вещей», может быть использование технологий LoRa или «СТРИЖ» [8, 9]. Однако этот вариант может потребовать строительства пусть и недорогой, но дополнительной инфраструктуры, пригодной для решения лишь одной, частной задачи.

Таким образом, возникли серьезные предпосылки для поиска комплексного решения проблем, стоящих перед технологической железнодорожной радиосвязью.

Как показано в работе [10], таким решением может стать использование для нужд железнодорожной радиосвязи услуг, предоставляемых сетями стандарта LTE, а также сетями поколения 5G, которые планируется построить в России к 2025 году.

Заявленные возможности данных радиосетей должны обеспечить выполнение всех требований по надежности,

скорости, объему и безопасности передачи данных в интересах железнодорожных пользователей.

II. MIMO, КАК ИНСТРУМЕНТ ПОВЫШЕНИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ БЕСПРОВОДНОЙ СВЯЗИ

Оценим, что же позволит достичь заявленных показателей функционирования сетей радиосвязи поколения 5G и, в первую очередь, пропускной способности радиосети.

Вообще, пропускная способность (ПС) является очень важным параметром, определяющим производительность современных и будущих сетей сотовой связи. Она измеряется в битах/с/км² и может быть найдена с использованием следующей формулы:

$$PS_{\text{зоны}} = Ш \cdot Пл \cdot СЭ, \quad (1)$$

где Ш – ширина полосы частот, Гц, Пл – средняя плотность ячеек, ячеек/км², а СЭ – спектральная эффективность на ячейку, бит/с/Гц/ячейку. СЭ – это объем информации, который может быть передан в секунду на ширину полосы пропускания в 1 Гц.

Основываясь на (1), можно рассматривать пропускную способность области как объем прямоугольного параллелепипеда со сторонами Ш, Пл и СЭ (рис. 1). Между этими тремя компонентами существует внутренняя зависимость, однако в первом приближении их можно рассматривать, как независимые. Следовательно, существует три основных способа улучшить пропускную способность сети сотовой связи:

1. Выделить большую ширину полосы частот;
2. Уплотнить сеть, развернув больше БС;
3. Улучшить спектральную эффективность на ячейку.

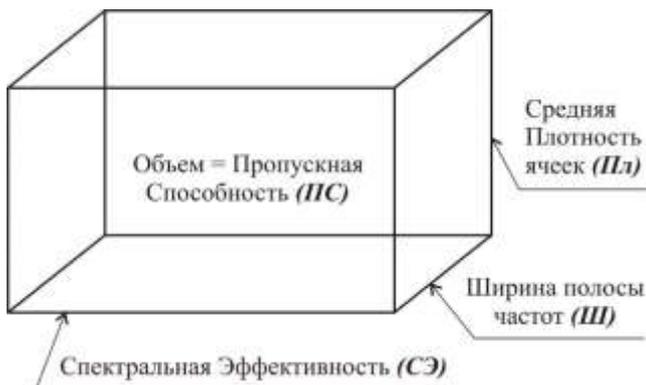


Рис. 1. Пропускная Способность области (ПС) может быть вычислена согласно (1) как объем прямоугольного параллелепипеда, сторонами которого являются: Ширина полосы частот (Ш), Средняя Плотность ячеек (Пл) и Спектральная Эффективность (СЭ)

Очевидно, что будущие беспроводные системы и стандарты будут использовать новые спектральные полосы и постоянно увеличивающуюся плотность точек доступа. Однако эти ресурсы к моменту разработки технологий

поколения 4G уже в значительной мере исчерпали возможности влияния на рост пропускной способности сети беспроводной связи.

Таким образом, единственным резервом для значительного повышения пропускной способности радиосети становится увеличение спектральной эффективности. В свою очередь, инструментом повышения спектральной эффективности является технология пространственного мультиплексирования MIMO («Multiple Input – Multiple Output» – «Множество входов – Множество выходов»).

Первым опытом применения технологии MIMO, подтвердившим ее эффективность, стало использование антенных систем в конфигурациях 2x2 и 4x4 в сетях поколений 3G и 4G. Но данные варианты антенн MIMO оказались недостаточны для реализации требований по пропускной способности, соответствующих 5G. В связи с этим было разработано следующее поколение многовibratorных антенн – Massive MIMO.

III. ОБЩИЙ ВИД МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ MIMO

Для реализации всех вариантов MIMO используют многоантенные системы: на передающей стороне имеется М передающих антенн, а на приемной стороне N приемных. Эту структуру поясняет рис. 2.

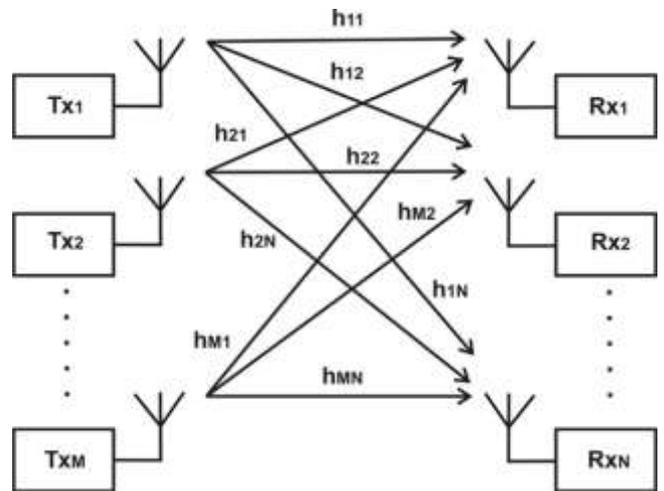


Рис. 2. Модель канала с М передающими и N приемными антеннами

Математическая модель, описывающая систему (рис. 2), представляет собой векторное уравнение

$$r = H \times s + n, \quad (2)$$

где r и s – вектора принятых и переданных сигналов, а n – вектор помех на входе приемников.

Коэффициенты передач между различными передающими и приемными антеннами определяет матрица H:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1.2)$$

элементы которой h_{ij} являются комплексными коэффициентами передачи напряжения между передающей антенной i и приемной j . Для того, чтобы приемник мог различать сигналы, передаваемые разными антеннами, коэффициенты матрицы H должны быть не коррелированы между собой.

Приемник рассчитывает коэффициенты h_{ij} , принимая опорные символы. Эти опорные символы поочередно излучаются передающими антеннами по установленному алгоритму. При передаче опорного символа одной антенной все остальные антенны «молчат».

При пространственном временном/частотном кодировании группу символов передают либо последовательно во времени на одной поднесущей (пространственно-временное кодирование), либо одновременно на нескольких поднесущих (пространственно-частотное кодирование) параллельными потоками.

IV. ПОВЫШЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ С РАЗВИТИЕМ ТЕХНОЛОГИИ MIMO

Эволюцию технологий MIMO демонстрирует рис. 3 [11], на котором показан рост средней спектральной эффективности радиосети при увеличении количества элементов антенной системы MIMO базовой станции (при неизменном количестве антенн мобильной станции, равном 2). Как видно из рисунка, при переходе от системы 2x2 (используется, начиная с поколения беспроводной связи 3G) к системе 8x2 спектральная эффективность повышается практически в 2 раза, к системе 16x2 – в 2,5 раза, к системе 64x2 – в 3 раза. При переходе от системы 8x2 к системе 64x2 спектральная эффективность возрастает на 50%.

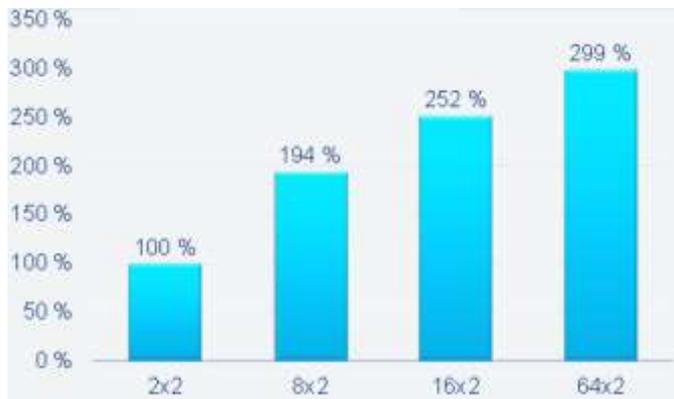


Рис. 3. Повышение средней спектральной эффективности при увеличении от 2 до 64 числа M элементов антенны MIMO на базовой станции

V. МАССИВ MIMO И ФОРМИРОВАНИЕ ЛУЧА ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ

Формирование диаграммы направленности не является новой концепцией и используется на рынке сотовой связи с применением активных антенных систем (AAS) [12], которые выполняют статическое формирование диаграммы направленности в радиосети (рис. 4). AAS применимы в сетях с ограниченным покрытием, но современные перегруженные сети нуждаются в динамическом цифровом формировании луча для получения максимально возможных значений спектральной эффективности.

Массив MIMO с полным цифровым формированием луча добавляет пространственное измерение к частоте и времени, что позволяет значительно повысить спектральную эффективность (рис. 4). Результирующие улучшения отношения сигнал/шум (SNR), вызванные усилением массива и ортогональностью множества лучей, означают, что множественные пользователи могут повторно использовать одно и то же распределение частот в одно и то же время.

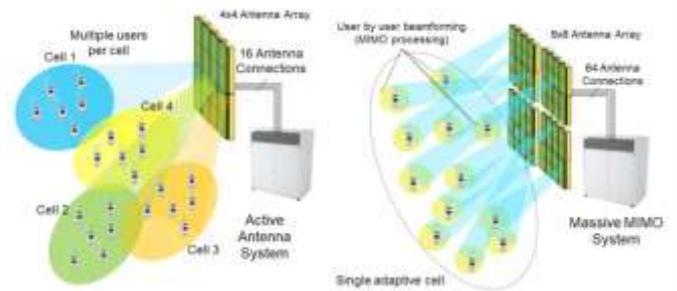


Рис. 4. Активные антенные системы AAS и Massive MIMO [12]

VI. ПРИМЕР РЕАЛИЗАЦИИ АНТЕННОЙ СИСТЕМЫ MASSIVE MIMO

В качестве примера рассмотрим двухполяризованную антенную решетку с 144 портами для Massive MIMO, работающую на частоте 3,7 ГГц [13]. Массив состоит из 18 низкопрофильных подмассивов. Каждый подмассив состоит из четырех отдельных блоков. Каждый отдельный антенный блок состоит из одного вертикально поляризованного порта и одного горизонтально поляризованного порта, соединенного с делителями мощности, которые служат питающей сетью.

A. Структура и принцип работы

В одиночном антенном блоке используется плоская структура с семью расположенными друг над другом слоями (рис. 5). Слои 1, 3, 5 и 7 являются металлическими, а слои 2, 4 и 6 представляют собой слои диэлектрической подложки.

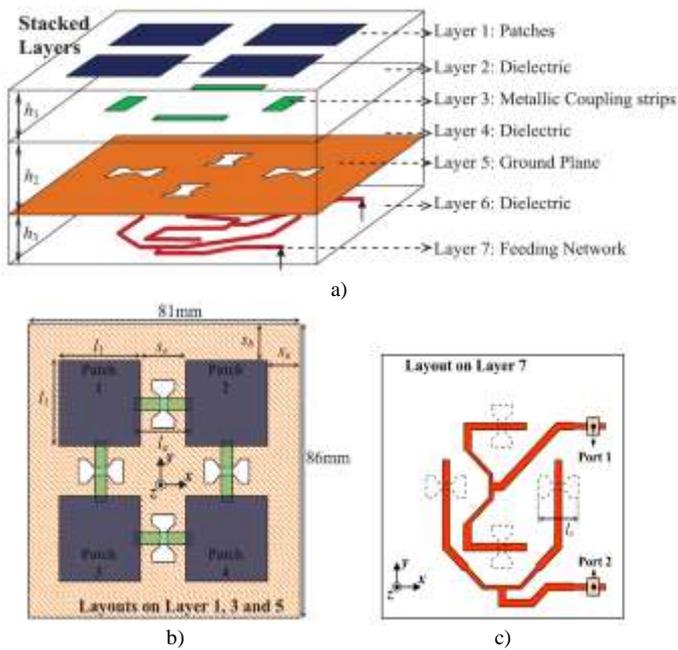


Рис. 5. Структура единичного антенного блока. (а) Перспективный вид. (б) Компоновки на слоях 1, 3 и 5. (с) Компоновка на уровне 7. Где: $h_1 = (1/2) h_2 = h_3 = 0,762$, $l_1 = w_1 = 23,7$, $l_a = 16,6$, $s_c = 13,7$, $s_a = 10,0$ и $s_b = 12,5$, все размеры указаны в мм [13].

На уровне 1 четыре квадратных излучающих накладок с длиной стороны $l_1 = 23,7$ мм расположены в виде матрицы 2×2 . Расстояние между краями соседних участков составляет $s_c = 13,7$ мм (около $0,17 \cdot \lambda$). На уровне 3 четыре металлические соединительные полосы длиной $l_a = 16,6$ мм размещаются под серединой пространства между соседними участками, и два открытых конца каждой полосы перекрываются двумя соседними участками. На уровне 7 расположена сеть питания, состоящая из двух Т-образных разделителей мощности, передающая мощность от портов 1 и 2 к четырем соединительным полосам через четыре отверстия в виде «бабочки» на уровне 5. Схемы конструкции на уровнях 1, 3 и 5 симметричны относительно оси x и оси y . Размер антенного блока составляет $81 \text{ мм} \times 86 \text{ мм}$ (около $\lambda \times \lambda$).

Мощность, поступающая от одного из двух портов, разделяется на две равных части, которые направляются к двум отверстиям в виде «бабочек», а затем соединяются с использованием металлических соединительных полос, находящихся над отверстиями.

Отметим, что симметричные схемы на слоях 1, 3 и 5 позволяют увеличить линейность каждой поляризации.

На рис. 6 показан прототип описанного одиночного антенного блока, изготовленного в виде многослойной конструкции.

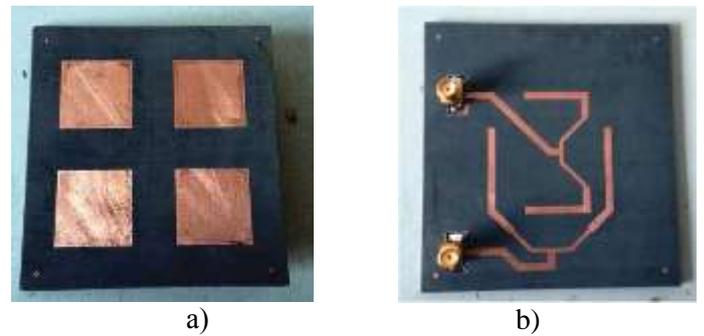


Рис. 6. Прототип одиночного антенного блока: (а) – вид спереди. (б) – вид сзади [13].

В. Подмассив с антенными блоками 1×4

Для того чтобы иметь возможность гибкого построения крупномасштабного массива для Massive MIMO, из описанных антенных блоков спроектирован подмассив размером 1×4 . Подмассив получен путем размещения антенных блоков по прямой вдоль оси x , как показано на рисунке 7. Полученный подмассив имеет размеры $324 \text{ мм} \times 86 \text{ мм}$ ($4\lambda \times \lambda$). Для каждого режима линейной поляризации в подмассиве предусмотрены четыре порта.

Описанный подмассив имеет диаграмму направленности с максимальным усилением $16,7$ дБи вдоль нормали к поверхности, получаемую при синфазном возбуждении всех четырех портов, соответствующих одной и той же линейной поляризации. Для горизонтальной линейной поляризации плоскость zx является плоскостью E , а плоскость yz является плоскостью H , а для вертикальной линейной поляризации плоскость yz является плоскостью E , а плоскость zx – плоскостью H . Поскольку антенные блоки расположены вдоль оси x , ширина луча половинной мощности для обоих видов поляризации на плоскости zx составляет около 13° , что значительно меньше, чем у одиночного антенного блока. В то время как ширина луча половинной мощности обоих режимов поляризации в плоскости yz составляет около 53° , что соответствует одиночному антенному блоку.

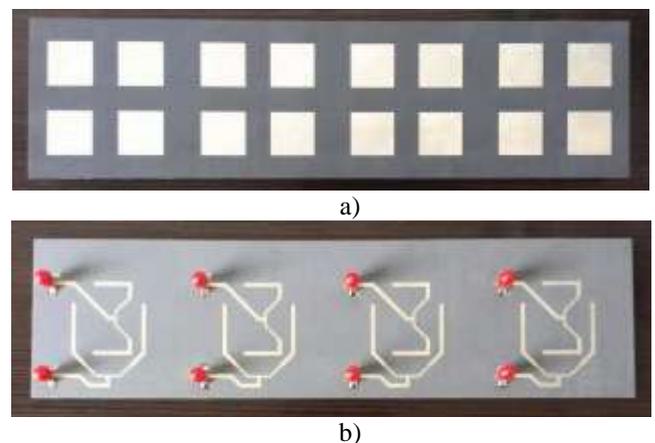


Рис. 7. Подмассив с четырьмя антенными блоками. (а) – вид спереди, (б) – вид сзади [13]

Представленный подмассив имеет диаграмму направленного излучения с максимальным реализованным усилением 16,7 дБи вдоль нормали к поверхности подмассива, когда четыре порта для одной и той же линейной поляризации возбуждаются синфазно. Для горизонтальной линейной поляризации плоскость zx является плоскостью E , а плоскость yz является плоскостью H , тогда как для вертикальной линейной поляризации плоскость yz является плоскостью E , а плоскость zx является плоскостью H . Поскольку антенные блоки расположены вдоль оси x , ширина луча половинной мощности для обеих мод поляризации на плоскости zx составляет около 13° , что значительно меньше, чем у одиночного антенного блока. В то время как ширина луча половинной мощности обоих режимов поляризации в плоскости yz составляет около 53° , что соответствует одиночному антенному блоку.

С. Конструкция Massive MIMO

Предложенный Massive MIMO представляет собой антенную конструкцию (рис. 8), обеспечивающую 18 независимых лучей диаграммы направленности [13, 14]. Конфигурация массива основана на архитектуре здания Turning Torso, состоящей из трех уложенных друг на друга ступеней ортогогексагональной стены с прогрессивным углом закручивания 20° между соседними ступенями. Каждый этаж состоит из шести подмассивов. Таким образом, 18 подмассивов распределены по всей окружности, радиус которой составляет около 4л. Весь массив имеет объем $648 \text{ мм} \times 648 \text{ мм} \times 258 \text{ мм}$ (около $8\lambda \times 8\lambda \times 3\lambda$), и состоит из 288 накладок и 144 портов.

Каждый этаж описанной антенны обеспечивает формирование диаграммы направленности, имеющей шесть остронаправленных лепестков, ориентированных по нормали к граням шестигранной конструкции. Вся же антенна в целом, состоящая из трех этажей, формирует диаграмму направленности из 18 равномерно распределенных по азимуту лепестков, отстоящих на 20° друг от друга. Это достигается за счет соответствующей ориентации 18 плоских подмассивов, входящих в состав антенны Massive MIMO.

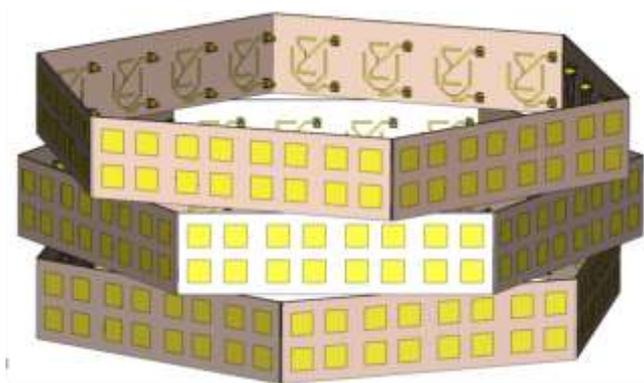


Рис. 8. Конфигурация трехуровневой поворотной торсионной антенной решетки [14]

Предложенная конструкция Massive MIMO с близко расположенными соседними излучающими накладками и

компактной конфигурацией занимает объем всего около $8\lambda \times 8\lambda \times 3\lambda$ и обеспечивает взаимную связь между любыми двумя портами в массиве не более -35 дБ. Использование такого массива может стать серьезным преимуществом при развертывании базовых станций сетей поколения 5G в городских районах с высокой плотностью зданий.

Работу над созданием антенн Massive MIMO в настоящее время активно ведут многие лидеры мирового рынка телекоммуникаций и, в частности, компании Nokia, Huawei, Xilinx. В ряде стран уже начато активное строительство сетей 5G с использованием антенн Massive MIMO.

VII. ПЕРСПЕКТИВЫ ПРИМЕНЕНИЯ ТЕХНОЛОГИИ MASSIVE MIMO В РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОГО ТРАНСПОРТА

Во многих случаях антенны MIMO с управляемой диаграммой направленности строятся с использованием фазированных антенных решеток (ФАР), в которых направление максимального излучения определяется разницей фаз токов, питающих соседние вибраторы.

ФАР в сетях подвижной связи начали применять еще в первой половине XX века. Однако в сетях технологической железнодорожной радиосвязи ФАР широкого применения так и не нашли. Это связано, во многом, с частотными диапазонами, в которых функционируют железнодорожные радиосети – 2 МГц, 150 МГц. Размеры антенных решеток, требуемые для их эффективной работы, оказываются неприемлемы для условий использования на железнодорожном транспорте. В работе [15] была предложена локомотивная антенная система диапазона 150 МГц с управляемой диаграммой направленности. Однако из-за невысокой эффективности, организационных и технических сложностей, связанных с ее размещением на крыше локомотива, широкого применения эта антенна не получила.

Перспективы применения Massive MIMO в радиотехнических системах железнодорожного транспорта связаны, в первую очередь, с ожидаемым в ближайшие годы стремительным развитием сетей поколения 5G. Как было отмечено выше, с одной стороны, неотъемлемым элементом беспроводных сетей этого поколения станут антенные системы Massive MIMO, а с другой стороны, характеристики услуг связи, предоставляемых сетями поколения 5G, обеспечат полное выполнение всех требований к каналам связи со стороны железнодорожных пользователей. При этом сети технологической железнодорожной связи могут стать лишь виртуальными элементами глобальной сети поколения 5G. Причем трафик, создаваемый пользователями ОАО «Российские железные дороги» будет зачастую составлять лишь проценты от потенциальной емкости сети беспроводной связи. В связи с этим строить радиосети поколения 5G лишь для собственных нужд компании ОАО «РЖД» будет экономически нецелесообразно. В такой ситуации компании предстоит сделать выбор – либо стать пользователем виртуальных сетей, создаваемых на инфраструктуре стороннего оператора и платить этому

оператору за услуги связи, либо самой стать владельцем дорогостоящей инфраструктуры беспроводной связи поколения 5G, использование которой может стать одним из значимых направлений коммерческой деятельности ОАО «РЖД».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Горелов Г.В., Роевков Д.Н., Юркин Ю.В. Системы связи с подвижными объектами. Москва, 2014.
- [2] Роевков Д.Н., Коренной Г.О. Методические указания по организации и расчету сетей ПРС. Автоматика, связь, информатика. 2014. № 6. С. 18-20.
- [3] Роевков Д.Н., Коренной Г.О. Методические указания по организации и расчету сетей ПРС. Автоматика, связь, информатика. 2014. № 7. С. 11-15.
- [4] Роевков Д.Н. Антенны диапазона гектометровых волн. Автоматика, связь, информатика. 2011. № 5. С. 16-19.
- [5] Роевков Д.Н. Антенны диапазона метровых волн. Автоматика, связь, информатика. 2010. № 12. С. 19-22.
- [6] Роевков Д.Н., Плеханов П.А., Шматченко В.В., Иванов В.Г. СТУ для организации радиосвязи на ВСМ Москва – Казань. Автоматика, связь, информатика. 2016. № 6. С. 23-26.
- [7] Шматченко В.В., Роевков Д.Н., Плеханов П.А., Иванов В.Г., Яронова Н.В. Влияние отказов и сбоев системы радиосвязи GSM-R на безопасность перевозочного процесса. Известия Петербургского университета путей сообщения. 2016. Т. 13. № 4 (49). С. 570-578.
- [8] Роевков Д.Н., Яронова Н.В. Основы технологии LoRa. Перспективы ее применения. Автоматика, связь, информатика. 2017. № 4. С. 31-35.
- [9] Роевков Д.Н., Яронова Н.В. Технология «СТРИЖ» и перспективы ее применения. Автоматика, связь, информатика. 2017. № 9. С. 9-12.
- [10] Плеханов П.А., Роевков Д.Н. Подвижная связь 5G. Автоматика, связь, информатика. 2019. № 5. С. 8-12.
- [11] A. Ghosh. Massive MIMO for the New Radio – Overview and Performance. Nokia Bell Labs. IEEE 5G Summit. June 5th, 2017. URL: <http://5gsummit.org/hawaii/docs/slides/Amitava-Ghosh.pdf>
- [12] Newson P., Parekh H., Matharu H. Realizing 5G New Radio massive MIMO systems. EDN Network, 01, 2018. URL: <https://www.edn.com>
- [13] Y. Gao, R. Ma, Y. Wang, Q. Zhang, C. Parini Stacked Patch Antenna With Dual-Polarization and Low Mutual Coupling for Massive MIMO. IEEE Transactions on antennas and propagation, VOL. 64, NO. 10, OCTOBER 2016. p. 4544-4549.
- [14] H.M. El Misilmani, A.M. El-Hajj Massive MIMO Design for 5G Networks: An Overview on Alternative Antenna Configurations and Channel Model Challenges. ECE Department, Beirut Arab University, Lebanon.
- [15] Бойко М.А. Повышение качества поездной радиосвязи на основе адаптивных антенн в метровом диапазоне волн. Автореферат диссертации на соискание ученой степени к.т.н., Санкт-Петербург, 2005.

Применение кодека H.265 в системах видеонаблюдения на транспорте

П. Б. Яковлев

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

УДК 621.397.13

Ключевым отличием кодека называемого HEVC или H.265, состоит в том, что при аналогичном качестве изображения видеопоток H.265 имеет вдвое меньший битрейт, чем поток, сжатый кодеком H.264. Несмотря на то, что этот кодек имеет мультимедийное происхождение, его возможности в большей мере соответствуют специфическим требованиям в системах видеонаблюдения.

Более высокая производительность нового кодека по сравнению с H.264 обусловлена значительными структурными улучшениями. Основными являются изменение максимального размера блока, введение параллельного декодирования и реализация произвольного доступа к изображениям внутри видеопотока.

Максимальный размер блока в стандарте H.264 составляет 256 пикселей (16 x16), а в стандарте H.265 он может быть в 16 раз больше (4096 = 64 x 64). Причем в стандарте H.265 размер блока выбирается самим алгоритмом в процессе кодирования в зависимости от содержания кодируемого изображения. Изменяемый

размер блоков и увеличение максимального предела этого размера позволят более эффективно обрабатывать изображения с высоким разрешением. В результате, новый стандарт поддерживает пиксельные разрешения вплоть до 8192 x 4320 – самого высокого из современных телевизионных стандартов, также называемого 8K.

Кроме того, в отличие от кодека H.264 появилась возможность параллельного декодирования, позволяющая отдельно и одновременно обрабатывать различные части одного и того же кадра. Такая обработка может существенно ускорить обработку видеопотока на платформах с многоядерными процессорами.

В новом стандарте предусмотрен произвольный доступ к изображениям (Clean Random Access). Это означает, что декодирование произвольно выбранного кадра производится без необходимости декодирования каких-либо предшествующих ему в потоке изображений. Для мультимедиа произвольный доступ не является важным, но для систем видеонаблюдения, работающих в режиме мониторинга, такая возможность весьма желательна: переключившись на определённый видеопоток из

соображений оперативной необходимости, оператор должен мгновенно получить изображение на своём экране: в охранных приложениях одна-две секунды могут иметь решающее значение. Опустив сложные технические подробности того, как это реализовано в новом кодеке, стоит упомянуть, что здесь не требуется обязательная вставка в видеопоток промежуточных опорных кадров, за счёт которых заметно увеличивается битрейт.

В стандарте предусмотрены средства автоматического определения типа развёртки, однако, в отличие от предшественников, кодек изначально ориентирован на обработку видеозображений, полученных путём прогрессивного сканирования. Но это не означает, что H.265 неспособен работать с чересстрочной развёрткой – разработчики учли тот факт, что достаточно большое количество находящихся в эксплуатации систем генерируют кадры из двух полей.

А вот чего существенно не хватает кодеку H.265: масштабируемого кодирования. Его планировалось реализовать ещё в H.264, однако по каким-то причинам сделать этого не удалось ни в одном из этих стандартов. Наличие масштабирования позволило бы без лишних затрат вычислительной мощности на дополнительную обработку передавать изображения клиентам, использующим относительно медленные подключения к сети.

В какой-то степени масштабирование способствует и более рациональному использованию средств хранения видеоданных в системах. В настоящее время масштабируемое кодирование стоит в ряду плановых расширений стандарта. По мнению экспертов, требование масштабируемости во многом продиктовано начинающимся бумом облачных технологий хранения и обработки данных.

Поскольку стандарт H.265 более требователен к ресурсам, чем H.264, без использования новых камер не обойтись: ограничиться заменой прошивки не удастся, так как оборудование предыдущего поколения не обладает необходимой процессорной мощностью для поддержки H.265. Замена оборудования понадобится и для декодирования, но для декомпрессии требуется значительно меньше вычислительных ресурсов.

Для (де)кодирования видео в формат H.265 можно использовать даже бесплатное программное обеспечение, например VideoLAN, но оборудование позволяет делать это намного эффективнее. В некоторых VMS для разгрузки центрального процессора поддерживается интеграция с GPU, поэтому можно установить мощную графическую карту в сервер.

Однако на пути распространения H.265 имеется одно серьезное препятствие – запутанная ситуация с лицензированием, и в последнее время она только усугубилась. H.265 содержит десятки, а то и сотни патентованных технологий. В принципе, проблемы лицензирования H.265 не затрагивают производителей оборудования для видеонаблюдения, которые не извлекают прибыли из трансляции видео с камер. Однако здесь есть одна потенциальная проблема. В случае облачных решений видеонаблюдения Video Surveillance as a Service (VSaaS) провайдер предоставляет клиентам доступ к генерируемому камерами видео по требованию. Это может рассматриваться как использование H.265 для извлечения прибыли, и обладатели патентов могут потребовать лицензионных отчислений. Так что в вопросах применения H.265 многое зависит от развития ситуации на смежных рынках.

В качестве альтернативы для разработки некоммерческого кодека был создан альянс в который вошли Adobe, Amazon, Google, Intel, Microsoft, Netflix и др. Разрабатываемый ими кодек AV1 базируется на кодеке VP9, который предложила Google, и заимствует инструменты кодирования из других кодеков с открытым исходным кодом, в частности VP10 от Google, Thor от Cisco и Daala от Mozilla/Xiph.org.

Главным преимуществом AV1 является отсутствие лицензионных платежей, но без оптимизации он вряд ли будет пригоден для практического использования вследствие еще больших требований к вычислительным ресурсам.

В тоже время Международная организация по стандартизации ISO и международный союз отрасли электросвязи разрабатывают еще один кодек – JEM. Как утверждается, он будет значительно эффективнее, чем HEVC (более чем на 25%) и при этом не таким ресурсоемким, как H.265. Его принятие ожидается только в 2020 году.

Безопасность высокоскоростных железнодорожных и магнитолевитационных пассажирских транспортных систем

В. В. Шматченко¹, Т. С. Зименкова², В. Г. Иванов³

Петербургский государственный университет путей сообщения Императора Александра I

¹vshmat45@mail.ru, ²tatyana.zimenkova@gmail.com, ³ivanov.v.g.spb@gmail.com

Аннотация. The cases of accidents are considered in the high speed and maglev trains. It is shown that the cause of the accident is first of all, the human factor. Technical and organizational measures to reduce the accident rate are proposed.

Ключевые слова: safety; high speed lines; Maglev; passenger transport; incremental control system; safety management system

I. ВВЕДЕНИЕ

Процессы эксплуатации железнодорожного транспорта связаны с двумя группами негативных факторов – отказами технических систем и ошибками человека. Их действие выражается в снижении безопасности транспортной системы и её готовности к предоставлению перевозочной услуги. Минимизация действия этих факторов в современных системах технического регулирования предусмотрена мероприятиями по анализу риска и определению дополнительных функций обеспечения безопасности, если риск превышает допустимый уровень. Такой подход регламентируется стандартом IEC 62278, который широко применяется в течение последних 20 лет. Однако, анализ аварийности на железных дорогах показывает, что практика применения этого стандарта не позволяет реализовать его возможности по обеспечению безопасности.

II. АВАРИИ НА ВЫСОКОСКОРОСТНОМ ТРАНСПОРТЕ

В частности, это показывает анализ аварийности на высокоскоростных железнодорожных магистралях (ВСМ) за период с 1990 по 2018 г. включительно (по данным из Википедии):

ТАБЛИЦА I Основные аварии на ВСМ в период 1990 – 2018 гг. включительно

№	Год	Страна	Последствия		Причина
			погибло (чел.)	ранено (чел.)	
1	1998	Германия	101	88	Ошибка человека
2	2004	Турция	41	80	Ошибка человека
3	2005	Япония	107	562	Ошибка человека
4	2008	Германия	Никто не пострадал		Технический отказ
5	2011	Китай	40	190	Ошибка человека
6	2013	Испания	79	139	Ошибка человека
7	2015	Франция	11	30	Ошибка человека
8	2017	Германия	-	2	Технический отказ
9	2018	Германия	-	4	Ошибка человека
10	2018	Тайвань	18	180	Ошибка человека
11	2018	Ю. Корея	15		Технический отказ
12	2018	Турция	9	86	Ошибка человека

На рис. 1 данные колонок 1 и 2 табл. 1 представлены в графическом виде.

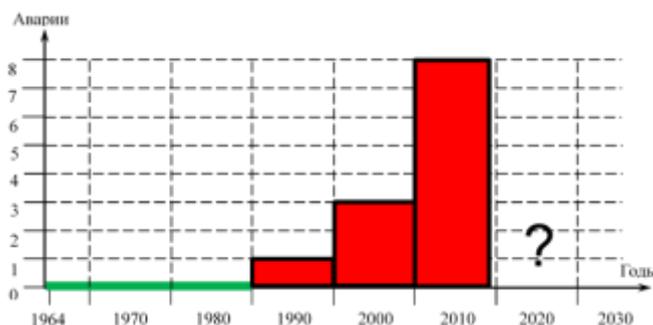


Рис. 1. Аварии поездов ВСМ, распределённые по десятилетиям

Из табл. 1 и рис. 1 следует, что в течение первых примерно 30 лет эксплуатации аварий на ВСМ не было, а в течение последних 30 лет, начиная с 1998 г., число аварий на ВСМ существенно увеличивается. Их причиной являются, как правило, ошибки человека, которые приводят к более тяжёлым последствиям, чем технические отказы.

III. АВАРИИ С ПАССАЖИРСКИМИ ПОЕЗДАМИ

Эти выводы противоречат ожидаемым результатам общемировой деятельности по обеспечению безопасности движения на железных дорогах и нуждаются в дополнительном подтверждении. В этом качестве была рассмотрена статистика аварий с пассажирскими поездами в течение того же 30-летнего периода, представленная в Википедии. Аварии, вызванные актами терроризма, вандализма и саботажа, в расчёт не принимались, поскольку являются предметом транспортной безопасности, а не безопасности движения.

Каждая авария верифицировалась по официальным источникам. При этом для каждой аварии рассматривались её причины (технический отказ или ошибка человека), вид (сход с рельсов, столкновение с автотранспортным средством на перегезде или столкновение с другим подвижным составом или другими объектами на путях) и последствия (гибель, тяжёлые и лёгкие травмы людей, выраженные показателями эквивалентной смертности).

Всего было рассмотрено 506 аварий с пассажирскими поездами, представленных в Википедии за 30 лет, и их распределение по десятилетиям представлено на рис. 2 (на этом рисунке тёмно-красным цветом обозначены аварии из-за ошибок человека, светло-красным – из-за технических отказов).

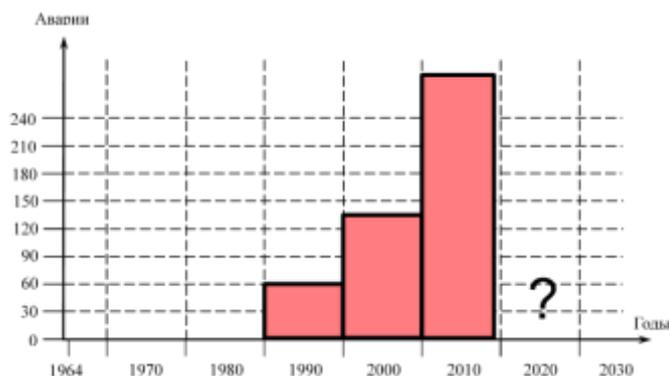


Рис. 2. Аварии с обычными пассажирскими поездами, распределённые по десятилетиям

Следует заметить, что первичными причинами многих технических отказов являются всё же ошибки человека, например, при обслуживании пути или подвижного состава.

Если распределить эти аварии по трём наиболее многочисленным группам, то получим следующую картину (рис. 3).

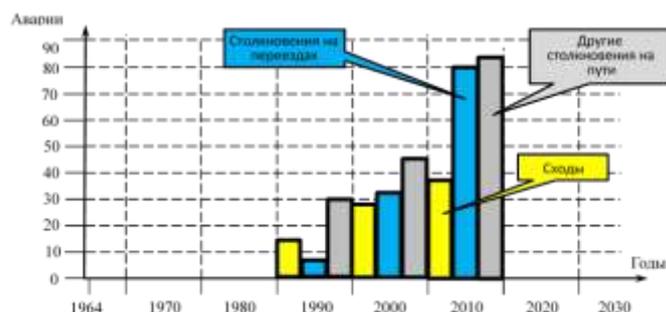


Рис. 3. Аварии с обычными пассажирскими поездами – сходы, столкновения на перегездах, столкновения с объектами на пути, обусловленные ошибками человека

Анализ результатов показывает:

- от одного десятилетия к другому количество аварий, вызванных ошибками человека, постоянно растёт;
- наиболее резкий рост наблюдается для столкновений на перегздах (что может быть объяснено, в том числе, увеличением интенсивности движения автотранспорта);
- наиболее многочисленным видом аварий, связанных с ошибками человека, являются столкновения пассажирского подвижного состава с другими объектами на пути вне железнодорожных перегздов;
- тяжесть последствий при сходах и столкновениях на пути, вызванных ошибками человека, постоянно снижается;
- тяжесть последствий при столкновениях на перегздах постоянно возрастает;
- количество аварий возрастает быстрее, чем уменьшается тяжесть их последствий.

IV. АВАРИИ НА ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГАХ США

Для полноты картины необходимо сравнить результаты, полученные на основе анализа статистики, представленной в Википедии, с официальными данными железнодорожной администрации государства с развитой сетью железных дорог. В этом качестве целесообразно использовать данные, предоставляемые Федеральной железнодорожной администрацией США [1].

Целесообразность такого выбора определяется, во-первых, самой большой в мире протяжённостью национальных железных дорог США. Во-вторых, начиная с 2006 года, США приступили к внедрению на своих железных дорогах инкрементной системы управления движением поездов – ИСУДП (Incremental Train Control System). Эта система включает дополнительную функцию обеспечения безопасности, в соответствии с которой каждый поезд определяет, на основе спутниковой локации, своё местоположение, определяет скорость своего движения и периодически передаёт эти данные по цифровому радиоканалу в центр диспетчерского

управления (ЦДУ). Тем самым ЦДУ имеет возможность в реальном масштабе времени оценить безопасность расстояния между поездами для каждой пары движущихся поездов и контролировать соответствие скорости движения каждого поезда допустимым значениям для каждого участка пути.

В табл. 2 представлены данные по авариям и происшествиям с пассажирскими и грузовыми поездами на железных дорогах США за период 1990 – 2018 гг.

ТАБЛИЦА II АВАРИИ И ПРОИСШЕСТВИЯ НА ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГАХ США ЗА ПЕРИОД 1990 – 2018 ГГ.

Год	1990	1991	1992	1993	1994	1995	1996	1997	1998	1999	Всего
Все аварии	2879	2658	2359	2611	2504	2459	2443	2397	2575	2768	25653
Сходы	2146	1836	1734	1930	1825	1742	1816	1741	1757	1961	18488
Год	2000	2001	2002	2003	2004	2005	2006	2007	2008	2009	Всего
Все аварии	2983	3023	2738	3019	3385	3266	2998	2693	2481	1912	28498
Сходы	2112	2234	1989	2133	2435	2305	2187	1934	1789	1370	20488
Год	2010	2011	2012	2013	2014	2015	2016	2017	2018	2019	Всего
Все аварии	1902	2032	1766	1853	1886	1934	1723	1765	1865		16726
Сходы	1333	1470	1294	1311	1322	1354	1213	1262	1339		11898

Из таблицы видно следующее:

- полная национальная статистика отличается от статистики, представленной в Википедии для

пассажирских поездов: количество опасных событий (аварий и происшествий) существенно больше и подавляющую часть составляют опасные события, приводящие к сходам; это объясняется тем, что в США учтены не только аварии, но и происшествия, и, кроме того, рассматриваются и пассажирские, и грузовые поезда;

- статистика США до 2006 г. показывает устойчивый рост аварийности, применение ИСУДП, начиная с 2006 г. позволяет остановить этот рост и обеспечить значительное и постоянное снижение аварийности;
- в этих условиях наиболее значительная часть опасных событий обуславливается ошибочными действиями человека при переходе с автоматического на ручное управление в случае отказов автоматики; дальнейшее снижение аварийности возможно на основе системы менеджмента безопасности движения (СМБД), направленной на повышение поведенческой и технической компетенции персонала в штатных и в нештатных ситуациях;
- магнитолевитационный транспорт обладает огромным потенциалом повышения безопасности движения, поскольку в нём физически исключена возможность сходов подвижного состава и столкновений на переездах, а ИСУДП в сочетании с системой управления работой линейного электродвигателя сводят практически к нулю вероятность столкновения магнитолевитационных поездов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] <https://safetydata.fra.dot.gov/OfficeofSafety/publicsite/query/inctally3.aspx>



ПРИГЛАШАЕТ К ПУБЛИКАЦИИ

Научно-практический рецензируемый журнал

«Известия высших учебных заведений России.

Радиоэлектроника»

Научно-практический рецензируемый журнал «Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника» публикует результаты научных исследований преподавателей, сотрудников, докторантов, аспирантов и студентов высших учебных заведений, а также научно-исследовательских организаций России и зарубежных стран. Журнал ориентирован на публикацию материалов, соответствующих области радиоэлектроники и смежных областей.

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере связи, информационных технологий и массовых коммуникаций (ПИ № ФС77-74297 от 09.11.2018 г.)

С целью обеспечения содержания высокого уровня статей, они издаются только после рецензирования и редакторской доработки в соответствии с принципами редакционной этики.

Журнал ориентирован на широкую аудиторию специалистов, работающих в областях, соответствующих тематическим направлениям журнала. Наименования, краткое содержание статей, ключевые слова и список литературы переводятся на английский язык. Принимаются к публикации статьи на английском языке.

 НАУЧНАЯ ЭЛЕКТРОННАЯ
БИБЛИОТЕКА
LIBRARY.RU

RE.ELTECH.RU

197376, Санкт-Петербург, ул. Проф. Попова, 5,
корп. 7, Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет «ЛЭТИ»
им. В.И. Ульянова (Ленина)
Тел.: +7 (812) 234-10-13,
e-mail: radioelectronic@yandex.ru



ТЕМАТИЧЕСКИЕ НАПРАВЛЕНИЯ ЖУРНАЛА:

- Радиотехнические средства передачи, приема и обработки сигналов
- Телевидение и обработка изображений
- Электродинамика, микроволновая техника, антенны
- Проектирование и технология радиоэлектронных средств
- Системы, сети и устройства телекоммуникаций
- Радиолокация и радионавигация
- Микро- и наноэлектроника
- Квантовая, твердотельная, плазменная и вакуумная электроника
- Радиофотоника
- Приборы и системы измерения на основе акустических, оптических и радиоволн
- Электроника СВЧ
- Метрология и информационно-измерительные приборы и системы
- Приборы медицинского назначения, контроля среды, веществ, материалов и изделий

Секция 7. «Радиоконтроль и электромагнитная совместимость»

Расчет частотно-территориального разноса РЭС

Б. М. Антипин¹, Е. М. Виноградов²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича
¹boris_antipin@mail.ru, ²vinog1936@mail.ru

Abstract. The frequency-distance planning of radio equipment solves the problem of electromagnetic compatibility by choosing both its operating frequencies and mutual locations. Not always the choice can be done using frequency-distance standards or protection ratio. Another approach of deriving the necessary frequency-distance separation is considered in the article. The approach is based on using the interference-to-noise ratio at the receiver input in its bandwidth. It can be useful when information of the wanted signal level at the receiver input is absent.

Key words: frequency-distance planning; electromagnetic compatibility; equivalent radio interference; interference-to-noise ratio

I. ВВЕДЕНИЕ

Частотно-территориальный план (ЧТП) размещения радиоэлектронных средств (РЭС) должен не только обеспечивать электромагнитную совместимость (ЭМС) РЭС, но и эффективное использование радиочастотного ресурса, предоставляемого для их работы. При разработке ЧТП используют нормы частотно-территориального разноса (ЧТР). Нормы определяют значения минимально необходимых разносов по расстоянию и частоте между РЭС в наихудших, с точки зрения ЭМС, условиях их работы. Использование норм гарантированно обеспечивает ЭМС размещаемых РЭС. Однако реальные условия эксплуатации РЭС могут не совпадать с условиями, для которых разработаны нормы ЧТР. Использование норм в этих условиях снижает эффективность использования радиочастотного ресурса. Для преодоления этого недостатка могут использоваться разные подходы. Например, в [1] для получения информации о необходимом ЧТР в реальных условиях эксплуатации РЭС предложено производить адаптацию норм ЧТР к реальным

условиям функционирования РЭС. Для этого в состав норм предлагается включить ряд дополнительных данных, связанных как с энергетическими параметрами источника помехи, так и с условиями распространения радиоволн и позволяющих получить энергетическую поправку к мощности помехи. Адаптация сводится к расчету нового ЧТР, отталкиваясь от ЧТР, получаемого непосредственно из норм. При этом, естественно, требуется, чтобы нормы ЧТР для рассматриваемой комбинации РЭС имели место. Однако, существующие нормы ЧТР не охватывают всех возможных комбинаций совместной работы РЭС. Появляются новые технологии, для которых нормы ЧТР отсутствуют. В этих условиях для разрабатываемого ЧТП остается актуальной задача непосредственного расчета требуемого ЧТР.

Одно из направлений, используемое для расчета ЧТР, опирается на значение защитного отношения. Оно рассмотрено, в частности, в [2]. Другое направление, которое рассматривается в данной работе, использует максимально допустимое отношение помеха/шум (I/N) на входе приемника в полосе его пропускания.

II. РАСЧЕТ ЧТР

В ситуации, когда помеха не вызывает в приемнике нелинейных эффектов, ее действие приводит к снижению чувствительности радиоприемного устройства (РПУ). Процедуру оценки ЧТР в этом случае можно представить следующим образом:

1. Задавая максимально допустимое снижение чувствительности приемника r , дБ, относительно значения, указанного в спецификации РПУ, определим максимально допустимое отношение (I/N)_{доп}, дБ, на входе приемника:

$$(I/N)_{\text{доп}} = 10\lg(10^{r/10} - 1)$$

2. Используя данные о полосе пропускания приемника B_R , Гц, и коэффициенте шума РПУ NF , дБ, оценим уровень собственного шума РПУ N , дБм, приведенный к его входу:

$$N = -174 + 10\lg(B_R) + NF$$

3. Найдем предельно допустимый (пороговый) уровень помехи $I_{\text{пор}}$, дБм, на входе РПУ

$$I_{\text{пор}} = (I/N)_{\text{доп}} + N$$

4. Используя маску спектральной плотности мощности передатчика $W(f)$, мВт/Гц, и амплитудно-частотную характеристику основного канала приемника-жертвы $H(f)$, определим мощность радиопередатчика (РПД) $I(\Delta f)$, дБм, поступающую в его антенно-фидерный тракт в полосе B_R при отстройке Δf между частотами РПД и РПУ

$$I(\Delta f) = 10\lg\left[\int_{B_R} W(f)H^2(f + \Delta f)df\right]$$

5. Выберем модель, позволяющую для интересующего типа окружения (город, пригород, сельская местность) и заданных высот подвеса антенн РПД и РПУ оценить базовые потери $L(d)$, дБ, на трассе протяженностью d , км. Используя данные о коэффициенте усиления антенны РПД (G_T) в направлении на РПУ и антенны РПУ (G_R) в направлении на РПД, дБи, а также возможные потери γ , дБ, из-за несовпадения поляризационных состояний помехи и приемной антенны, получим уравнение для определения минимально необходимого ЧТР между рассматриваемыми РЭС.

$$I(\Delta f, d) = I(\Delta f) + G_T - L(d) + G_R - \gamma = I_{\text{пор}}$$

Уравнение позволяет для каждого выбранного частотного разнеса РЭС Δf определить их территориальный разнос d , и, наоборот, для каждого выбранного территориального разнеса d найти соответствующий ему частотный разнос Δf , при котором обеспечивается требуемое $I_{\text{пор}}$. Реально используемые разнесы по частоте и расстоянию должны быть не меньше разнесов, полученных из этого уравнения. Найденные из уравнения значения Δf и d являются минимально необходимыми, обеспечивающими электромагнитную совместимость РЭС и наиболее эффективное использование радиочастотного пространства.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Расчет необходимого частотно-территориального разнеса РЭС в конкретной ситуации способен повысить эффективность использования радиочастотного ресурса по сравнению с использованием норм ЧТР и обеспечить ЭМС планируемых к вводу в эксплуатацию РЭС. В тех случаях, когда информация об уровне полезного сигнала отсутствует, оценка требуемого ЧТР может быть выполнена на основе отношения помеха/шум, приведенного к входу приемника в полосе его пропускания, которое может быть получено исходя из допустимого снижения чувствительности приемника при действии помехи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Богатырев М.В., Сергеев В.И. Метод оценки ЭМС на основе адаптивных норм частотно-территориального разнеса // Электросвязь. 2000. №11. С. 28–29.
- [2] Рекомендация МСЭ-R SM.337-6 Частотный и территориальный разнос.

Оценка параметров излучений передатчиков при радиоконтроле с помощью асимптотических алгоритмов

Б. М. Антипин¹, Е. М. Виноградов², В. О. Грачёв

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М. А. Бонч-Бруевича

¹boris_antipin@mail.ru, ²vinog1936@mail.ru

Abstract. The procedure of remote measurement of radio transmitters radiation parameters using recurrent estimates of stochastic approximation is considered. A comparison of the measuring results the permissible deviation of the broadcast transmitters frequency using stochastic estimation and classical maximum likelihood estimation is given.

Keywords: measurement of radiation; spectrum monitoring; estimation; stochastic approximation

I. ВВЕДЕНИЕ

Контроль использования радиочастотного ресурса (радиоконтроль) радиоэлектронными средствами (РЭС) и высокочастотными устройствами (ВЧУ) предполагает, в том числе, и оценку (измерение) параметров излучений этих средств, влияющих на электромагнитную совместимость. При этом целью оценивания (измерения) является проверка соответствия измеренных значений требованиям нормативных и разрешительных документов (НОРМ ГКРЧ [1, 2] и разрешений на использование радиочастот). Такой контроль проводится без уведомления операторов связи и владельцев РЭС (ВЧУ) и, тем самым, гарантирует получение объективной информации об использовании национального радиочастотного ресурса.

Однако измерение параметров средствами радиоконтроля имеет и определенные недостатки, которые отсутствуют при инспекционном контроле, когда измерение параметров производится непосредственно при подключении к контролируемому передатчику. При радиоконтроле приходится оценивать (измерять) параметры передатчиков в сложной электромагнитной обстановке, которая характеризуется не только наличием сигнала от передатчика, но и присутствием помеховых излучений, вероятностные характеристики которых, в общем случае, могут быть не известны.

II. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Пусть $X_n=(x_1, x_2, \dots, x_n)$ – независимая выборка из реализации наблюдаемого процесса, состоящего из смеси излучения контролируемого передатчика и помехи. Будем считать, что количество отсчётов в выборке достаточно

велико (порядка нескольких десятков), что довольно часто имеет место на практике. На первом этапе при проведении радиоконтрольных измерений необходимо убедиться, что в принимаемом излучении присутствует сигнал передатчика. В результате на этом этапе имеем задачу проверки гипотез о том, что выборка принадлежит распределению помехи против альтернативы о том, что X_n принадлежит распределению смеси детерминированного сигнала и помехи.

III. ОБНАРУЖЕНИЕ ИЗЛУЧЕНИЙ

Примем, что при альтернативе распределение выборки имеет вид $w(x, \theta_n)$, где $\theta_n = \lambda s / \sqrt{n}$, λ – энергетический параметр сигнала. При гипотезе $\theta_n = 0$. Если распределение выборки известно как при гипотезе, так и при альтернативе, то существует [3] асимптотически оптимальная процедура обнаружения сигнала s с решающей статистикой

$$P(X) = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n s_i \Psi(x_i), \quad (1)$$

где $\Psi(x) = -\left(\frac{\partial \ln W(x, \theta)}{\partial \theta}\right)$, при $\theta = 0$.

При удаленном измерении параметров излучений передатчика, как правило, уровень помеховых излучений не известен. Поэтому в рассматриваемой задаче проверки гипотез присутствует параметрическая априорная неопределенность, т.е. функция правдоподобия выборки определена с точностью до параметра и имеет вид

$W\left(\frac{x}{v}, \theta_n\right)$, где v – неизвестный параметр масштаба. В

качестве такого параметра обычно выступает уровень помеховых излучений. Тогда, при некоторых условиях регулярности, накладываемых на функцию Ψ , можно показать, что решающая статистика

$$P(X, \tilde{v}) = \frac{1}{\sqrt{n}} \sum_{i=1}^n s_i \Psi\left(\frac{x_i}{\tilde{v}}\right) \quad (2)$$

сходится по вероятности к (1), если только \tilde{v} – состоятельная оценка параметра v . При этом в асимптотике рабочие характеристики обнаружения на основе статистики (2) совпадают с оптимальными характеристиками. Этот факт значительно облегчает построение обнаружителей сигналов законно работающих передатчиков перед тем, как выполнять измерения параметров их излучений.

IV. ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ

После обнаружения возникает задача найти «хорошие» в статистическом смысле оценки измеряемых параметров излучений передатчиков, которым относятся отклонение частоты, ширины полос частот и внеполосных излучений. Совершенно естественно в качестве оценок неизвестных параметров использовать эквивариантные оценки, которые удовлетворяют условию. $\tilde{\gamma}(gx) = \tilde{g}\tilde{\gamma}(x)$, где g, \tilde{g} – элементы из групп преобразования выборочного и параметрического пространств соответственно.

При нахождении эквивариантных оценок можно воспользоваться тем, что при довольно общих условиях такими являются оценки максимального правдоподобия. [2] (МП-оценки). Однако МП-оценки не всегда можно получить аналитически, и, кроме того, они требуют при вычислениях применения «пакетной» процедуры, при которой все данные должны одновременно находиться в памяти ЭВМ, что затрудняет в некоторых случаях использование аппаратуры в реальном масштабе времени. Этот недостаток можно устранить, если использовать оценки, вычисляемые с помощью рекуррентных соотношений. Например, хорошо известна оценка стохастического приближения (СП-оценка), которая определяется из следующей формулы:

$$T_{n+1}(X_{n+1}) = T_n(X_n + \Psi(x_{n+1} - T_n(X_n))) / [(n+1)I(F)] \\ T_1(X_1) = x_1 \quad (3)$$

где $I(F)$ – информация Фишера. Известно, что СП-оценки состоятельны и асимптотически эффективны, поэтому их можно использовать при обработке сигналов, если число независимых отсчетов выборки достаточно большое.

V. СРАВНЕНИЕ ОЦЕНОК

Проведено имитационное моделирование для сравнения эффективности МП- и СП-оценок при измерении ширины полосы частот и отклонения частоты излучений вещательных передатчиков ОВЧ ЧМ диапазона. Предполагалось, что измеренные значения параметров излучений передатчиков имеют распределение Лапласа с плотностью вероятности

$$f(x) = \frac{\alpha}{2} \exp\{-\alpha|x|\}, \quad -\infty < x < \infty$$

В качестве эквивариантной оценки параметров излучений передатчиков использовалась МП-оценка – выборочная медиана. А СП-оценка вычислялась по формуле (3), в которой функция $\Psi(x) = \text{sign}x$. Значение информации Фишера в этом случае равняется единице. Моделирование проводилось при нескольких значениях величины

$$d = 20 \log_{10} \lambda / \sigma, \quad \text{где } \sigma = \sqrt{2} / \alpha.$$

А качество измерения параметра излучений μ оценивалось с помощью среднеквадратической погрешности результата измерения

$$\sigma_{\mu} = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^n (\mu_i - \bar{\mu})^2}{n(n-1)}},$$

где μ_i – измеренные значения параметра μ .

Результаты моделирования показали, что уже при $n \geq 60$ СП-оценки практически не уступают МП-оценкам. При этом моделирование проводилось для $d \in (0; 10)$ дБ.

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты исследования показали, что асимптотические оценки стохастического приближения можно использовать наравне с оценками максимального правдоподобия при удаленном измерении параметров излучений передатчиков, когда количество элементов выборки X_n составляет несколько десятков. Как правило, это условие выполняется, когда измерениям подвергаются вещательные, в том числе и телевизионные, передатчики, передатчики систем мобильной связи 2–4 поколения и др.

Асимптотические алгоритмы для оценки (измерения) параметров излучений передатчиков при радиоконтроле могут применяться не только для проверки выполнения операторами связи и владельцами передатчиков требований НОРМ ГКРЧ, но и для оценки электромагнитной совместимости РЭС [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Нормы 17-13. Радиопередатчики всех категорий гражданского применения. Требования на допустимые отклонения частоты. М.: ГКРЧ, 2013
- [2] Нормы 19-13. Нормы на ширину полосы радиочастот и внеполосные излучения радиопередатчиков гражданского применения. М.: ГКРЧ, 2013
- [3] Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 3-е изд. перераб. и доп. М: Радио и связь, 1989. 656 с.
- [4] Антипин Б.М., Виноградов Е.М. Оценка электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств по результатам радиоконтроля // Известия вузов России. Радиоэлектроника, 2012. Вып.6. С. 97–104.

Кольцевая антенная решетка для горизонтально поляризованного излучения

В. В. Громоздин¹, Л. А. Хутро²

Севастопольский «Испытательный центр «Омега» – филиал ФГУП НИИР, Россия
gromozdin@niir.ru¹, hutro@niir.ru²

Abstract. The radiation field of a 15-element annular antenna array designed to emit and receive a signal with horizontal polarization of the field is analyzed. Given the calculation of the radiation pattern and a comparison of its parameters with similar for vertical arrangement of vibrators.

Keywords: radiation field; polarization; ring antenna array; direction finding; directional factor

I. ВВЕДЕНИЕ

Для пеленгования несанкционированных источников излучения, как правило, используются антенные решетки (АР) кольцевого типа [1–3], что обуславливает определение направления на источник излучения во всей азимутальной плоскости. Как правило, используются антенные элементы с Н-поляризацией поля излучения, что вызвано простотой обеспечения всенаправленного излучения именно для этого вида поляризации. Но иногда встречаются ситуации, когда несанкционированное излучение имеет Е-поляризацию и в этом случае пеленгование производится Н-поляризационную составляющую поля излучения, появившуюся в результате деполяризации при распространении и переотражении, что существенно снижает эффективность пеленгования.

II. ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЙ

Объектом исследований являлось поле излучения кольцевой АР, состоящей из 15-ти элементов в виде вибраторов, расположенных в плоскости АР, как показано на рис. 1. Влияние горизонтально расположенных элементов конструкции крепления элементов АР не учитывалось.

III. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

В общем случае диаграмма направленности (ДН) АР представляется произведением ДН единичного элемента, в рассматриваемом случае вибратора, и множителя решетки [1, 2]. Данный подход применим, когда в заданном секторе углов (в данном случае весь азимутальный сектор) ДН всех единичных элементов идентичны.

При расположении вибраторов в плоскости кольца как показано на рис. 1, поле излучения АР можно описать соотношением

$$\vec{E}_m = \vec{\varphi}_0 \sum_{n=0}^{N-1} f_n(\theta, \varphi - \Phi_n) I_n \exp[j0,5kd(\sin \theta \cos(\varphi - \Phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \Phi_n))],$$

и, соответственно, выражение для ДН АР, формирующую горизонтально поляризованное излучение при равноамплитудном возбуждении элементов $I_n = 1$, определяется как

$$f_{AP}(\theta, \varphi) = \left| \sum_{n=0}^{N-1} f_n(\theta, \varphi - \Phi_n) \cdot \exp[j0,5kd(\sin \theta \cos(\varphi - \Phi_n) - \sin \theta_0 \cos(\varphi_0 - \Phi_n)) \right|,$$

где $f_n(\theta, \varphi - \Phi_n)$ – комплексная ДН единичного элемента, расположенного под углом Φ_n к направлению $\varphi = 0$; d – диаметр АР; N – количество элементов АР; $k = 2\pi/\lambda$.

При условии широкого диапазона частот применения АР в большей части этого диапазона антенные элементы можно рассматривать, как достаточно малые и их комплексные ДН упрощенно можно представить, в виде:

$$f_n(\theta, \varphi - \Phi_n) = \cos(\varphi - \Phi_n)$$

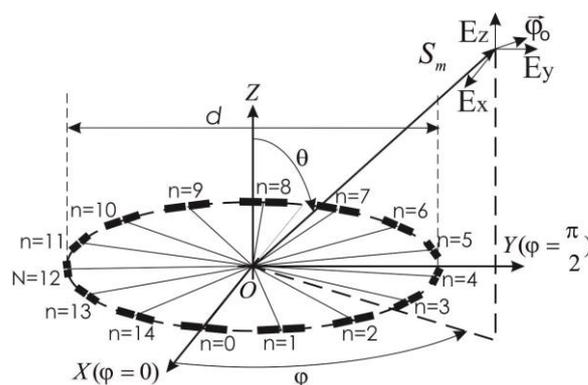


Рис. 1. Геометрическая конфигурация кольцевой АР с горизонтально расположенными элементами

В работе проведены расчеты ДН АР в диапазоне относительных длин волн $\lambda/L_g = (0,1...1)/4$, где L_g – длина плеча вибратора. Для сравнения проведены также расчеты для аналогичной АР в том же диапазоне при использовании вибраторов, расположенных для приема вертикально поляризованных волн, при этом комплексная ДН единичного элемента упрощенно представляется в виде:

$$f_n^{eepm}(\theta, \varphi - \Phi_n) = \sin \theta$$

На рис. 2,а изображены ДН в азимутальной плоскости рассчитываемой АР на средней частоте, а на рис. 2,б – ДН в угломестной плоскости. На обоих рисунках пунктирной линией изображены соответствующие ДН АР при использовании вертикально расположенных вибраторов.

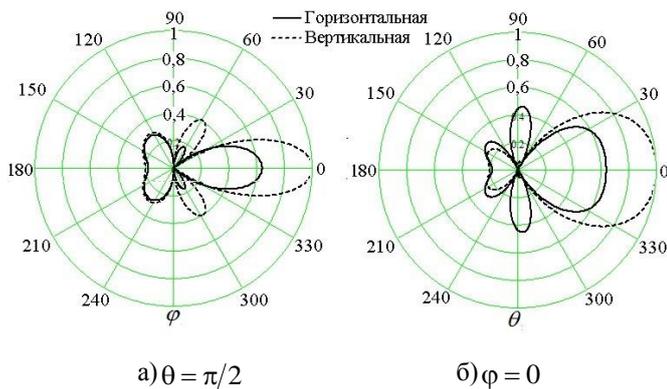


Рис. 2. ДН АР в азимутальной (а) и угломестной (б) плоскостях

Снижение уровня излучения АР в основном направлении при горизонтальном расположении ее элементов при углах $\theta = \pi/2$ обусловлено увеличением уровня бокового излучения в угломестной плоскости. При использовании такой АР в задачах пеленгования увеличение бокового излучения приводит к снижению устойчивости пеленгования к когерентной помехе [3]. В случае мобильного пеленгования этот эффект в некоторой степени компенсируется дальнейшей статистической обработкой, учитывающей тот факт, что мобильная станция пеленгования в процессе работы постоянно изменяет как свое местоположение, так и направление прихода пеленгуемого сигнала по отношению к собственному нулевому направлению.

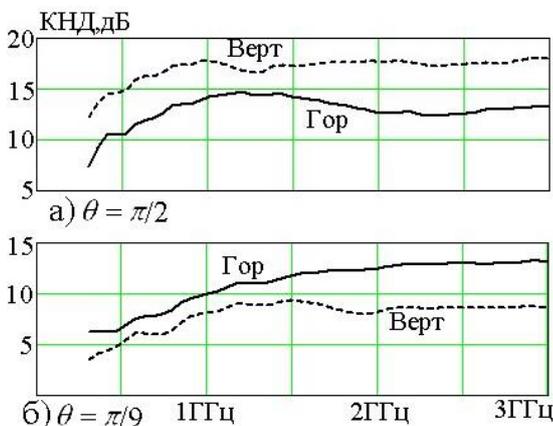


Рис. 3. КНД решетки для различных углов места

На рис. 3,а приведен коэффициент направленного действия (КНД) АР в диапазоне частот для элементов с горизонтальной и вертикальной поляризацией при излучении в азимутальной плоскости при $\theta = \pi/2$.

Учитывая вид ДН элемента АР, с уменьшением угла места уровень излучения АР поля вертикальной поляризации уменьшается, и зависимость КНД для различных видов поляризации принимает вид, изображенный на рис. 3,б.

Таким образом, для обоих вариантов АР, как с горизонтальными, так и с вертикальными вибраторами, с уменьшением угла места КНД уменьшается за счет роста ширины ДН и уменьшения уровня излучения в основном направлении. Однако влияние снижения КНД на точность пеленгования сказывается незначительно, т.к. уменьшение угла места происходит только в случаях значительного приближения пеленгационной станции к пеленгуемому источнику в случае его расположения на значительной высоте, или же при приближении пеленгуемого источника к станции стационарного пеленгования, расположенной на достаточной высоте.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Анализ результатов расчетов показывает, что при достаточно большом количестве элементов кольцевой АР, в азимутальной плоскости при углах, близких к $\theta = \pi/2$ ее ДН в большей степени определяется множителем решетки.

Более низкий КНД для решетки с горизонтальными вибраторами объясняется снижением вклада тех элементов решетки, излучение которых происходит ортогонально направлению основного излучения. При этом такое излучение взаимно компенсируется, что обуславливает тот факт, что уровень боковых лепестков при этом увеличивается незначительно.

При уменьшении угла места ($\theta \rightarrow 0$) ДН расширяется, а уровень излучения для горизонтальной поляризации возрастает по сравнению с излучением для вертикальной поляризации, что определяется влиянием вида ДН единичного элемента АР.

Уровень бокового излучения снижается при использовании нечетного количества элементов, что обусловлено отсутствием симметрии геометрической конфигурации антенны, это приводит к повышению устойчивости пеленгования к когерентной помехе и, соответственно, к снижению ошибки пеленгования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Активные фазированные антенные решетки/ Под ред. Д.И. Воскресенского и А.П. Канащенкова. М.: Радиотехника, 2004. 488 с.
- [2] Основы теории антенн и распространение радиоволн: учебное пособие / В.П. Кубанов, В.А. Ружников, М.Ю. Сподобаев, Ю.М. Сподобаев; Под.ред.В.П. Кубанова. Самара; ООО «Офорт», 2016. 258 с.:ил.
- [3] Громоздин В.В. Механизм возникновения погрешности пеленгования при наличии когерентных помех // 20-й Меж. Конф. КрыМиКо-2010, «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии», 13-17 сент. 2010. Севастополь. 2010

Проблемы гармонизации радиочастотного спектра в условиях перехода к сетям 5G

А. Е. Воликова¹, О. А. Симонина²

Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А.Бонч-Бруевича
¹nastiyavolikova@gmail.com, ²olga.simonina@spbgut.ru

Abstract. The paper addresses harmonization issues based on the allocation features of radio frequency spectrum in Russian Federation. It shows that using of the estimated frequency ranges for 5G is complicated in Region 1 and Russia due to existent regulations. It is necessary to consider new calculation techniques for the electromagnetic environment.

Keywords: 5G; harmonization; electromagnetic compatibility; electromagnetic environment

I. ВВЕДЕНИЕ

При переходе к сетям 5-го поколения (5G) особо важным становится вопрос использования радиочастотного спектра. В Рекомендации МСЭ М.2083-03 [1] приводятся требования к показателям качества, таким как задержки и потери. При этом вопросы обеспечения помехоустойчивости радиоканалов в настоящее время не рассматриваются. При этом общеизвестно, что помеховая обстановка оказывает существенное влияние на потери в канале, и, как следствие, пропускную способность, потери и задержки на участке радиодоступа.

При этом необходимо учесть, что задача разработки оборудования сети 5G в настоящее время – это задача серьезного технологического прорыва и возможности доминирования на рынке информационно-коммуникационных систем на ближайшие десятилетия.

Одной из важнейших проблем, которую необходимо решить в ближайшее время, является выделение диапазонов радиоспектра. Второй, но не менее важной, проблемой в дальнейшем станет вопрос обеспечения электромагнитной обстановки в сетях высокой плотности.

II. ПРОБЛЕМА ГАРМОНИЗАЦИИ СПЕКТРА

Проблема гармонизации спектра является порождением глобализации, в том числе в области телекоммуникаций. Известно, что согласно Регламенту радиосвязи [2], радиочастотный спектр, рассматривается как единый международный ресурс, но в настоящее время все государства входят в один из трех Регионов, каждый из которых имеет свой частотный план [3]. Таким образом, в

общем случае устройства радиосвязи, использование которых предполагается в конкретном Регионе, не могут работать в другом Регионе. При этом в последнее время наблюдается тенденция по выделению общих частот во всех Регионах, например, как в примере с нелицензируемыми диапазонами 2,4 и 5 ГГц. Такой подход позволяет производителям оборудования оптимизировать издержки.

Однако при переходе к сетям 5G вопросы гармонизации спектра осложнены сложившейся ситуацией. Во-первых, диапазон до 100 ГГц довольно плотно используется существующими технологиями, в том числе для космической, спутниковой и радиорелейной связи. Во-вторых, предполагается, что сети пятого поколения ориентированы на высокоплотную среду, предназначены для промышленных сетей и пользовательских сетей высокой плотности, т.е. в среде, насыщенной электромагнитным излучением, в том числе от радиоэлектронных средств (РЭС). При этом существующие РЭС работают в диапазонах, предусмотренных Регламентом Радиосвязи государства.

Рассмотрим в качестве примера частотные диапазоны 5G, предполагаемые к внедрению в Регионах (рис. 1). Легко видеть, что даже государства Региона 3 не имеют возможности гармонизировать частотные спектры 5G. При этом расхождения в области возможности выделения частот с Регионами 1 и 2 еще более значительны.

Обратим внимание на частоты, предполагаемые к выделению в Российской Федерации (РФ). Согласно «Концепции создания и развития сетей связи 5G/IMT-2020 в Российской Федерации» [4] такими частотами будут 694–790 МГц; 3,4–3,8 ГГц; 4,4–4,99 ГГц, 5,9 ГГц, 24,25–29,5 ГГц, 30–55 ГГц, 66–76 ГГц, 81–86 ГГц. При этом международные стандарты не предполагают использования высоких диапазонов, а диапазон 3,6–3,8 ГГц не может быть использован из-за ограничений Министерства Обороны.

Сравним международные диапазоны Региона 1 и диапазоны РФ, которые предполагается выделить для сетей 5G (рис. 2). В РФ возможно активное использование диапазонов, не попадающих в предполагаемые к

использованию в Европейском Союзе. При этом часть диапазонов совпадает с требованиями Региона 3.

Согласно сравнительному анализу можно сделать вывод, что наиболее перспективным является диапазон 26-29 ГГц; он используется во всех Регионах и предполагается к использованию в РФ. Так, в соответствии с Решением ГКРЧ № 18-48-02 от 24 декабря 2018 г. «Об использовании полос радиочастот радиоэлектронными средствами связи пятого поколения», решено выделить

неопределенному кругу лиц полосы радиочастот 4800-4990 МГц и 27,1–27,5 ГГц в целях получения заключения экспертизы возможности использования заявленных радиоэлектронных средств и их электромагнитной совместимости с действующими и планируемыми для использования радиоэлектронными средствами для создания пилотных зон на территории РФ. При этом диапазон 4800-4990 МГц предполагают использовать КНР и Япония, относящиеся к Региону 3.

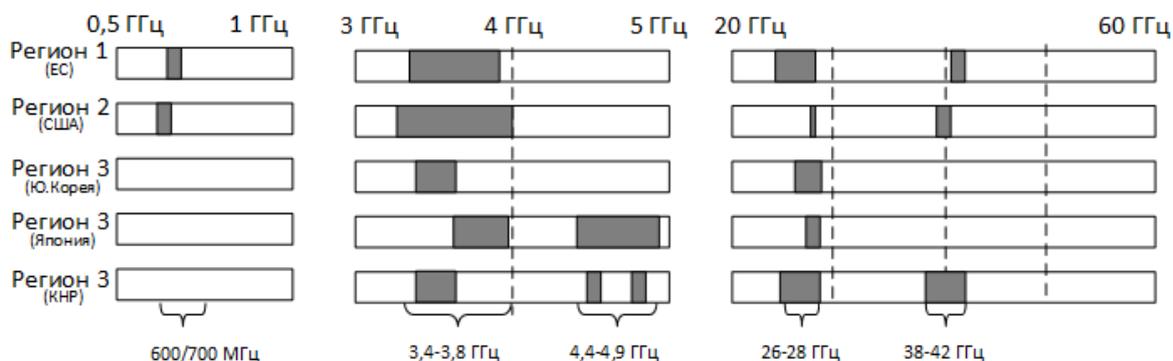


Рис. 1. Частотные диапазоны, предполагаемые к использованию сетями 5G в Регионах 1-3

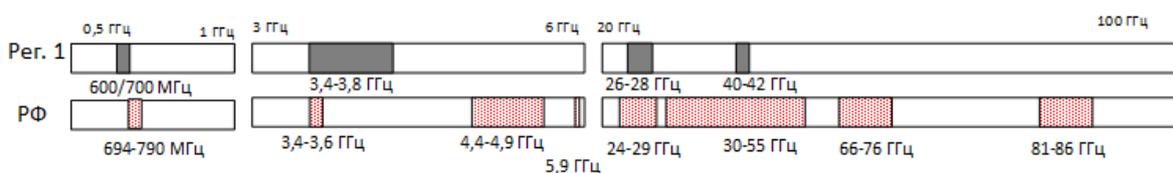


Рис. 2. Сравнительный анализ использования радиочастотного спектра 5G в Регионе 1 и РФ

Итак, можно сделать вывод, что в данный момент для развертывания сетей 5G выделена полоса частот 190 МГц в диапазоне 4,8–4,99 ГГц, и 400 МГц в диапазоне 27,1–27,5 ГГц. Учтем, что оборудование пятого поколения сейчас находится в стадии разработки, а на сегментах пре-5G используются решения на основе LTE. Т.е. данные диапазоны позволят как внедрить решения, полученные производителями из любого Региона, разработать отечественные устройства, адаптировать на сети РФ импортное оборудование. Однако относительно низкочастотный диапазон 3,4–3,8 ГГц, предполагаемых к внедрению в ЕС, в РФ использоваться не будет. Это повлечет за собой проблему импорта решений M2M (или межмашинного взаимодействия) и IIoT (промышленного интернета вещей).

III. ПРОБЛЕМА РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ В ВЫСОКОПЛОТНЫХ БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ

Отметим, что второй важной проблемой, которая возникнет почти сразу после начала внедрения решений сетей 5G, является проблема расчета электромагнитной совместимости в условиях новых высокоплотных сетей.

Проблема высокоплотных беспроводных сетей еще очень молода. Сейчас ей подвержены беспроводные сети PAN (персональные) и WLAN (локальные), работающие в нелицензируемых диапазонах. Например, уже предлагаются решения по планированию корпоративных сетей Wi-Fi, так как это позволит уменьшить взаимное влияние точек доступа и, как следствие, частично решить проблему интерференции. Под высокоплотными беспроводными сетями подразумеваются сети с плотностью более 20 устройств в пространстве 10x10x10 м. Такая высокая плотность пока наблюдается в домашних сетях, особенно в диапазоне 2,4 ГГц. Это приводит к двум проблемам: проблеме скрытого узла – когда беспроводное устройство недоступно из-за метода доступа к среде – и высокой интерференции, как межканальной, так и внутриканальной.

При этом в силу ограничений на мощность устройств, работающих в нелицензируемых диапазонах, вопросы расчета электромагнитной совместимости не рассматриваются. При этом в результате проведенных экспериментов было обнаружено, что электромагнитная обстановка в домашних сетях в диапазоне 2,4 ГГц. Для оценки электромагнитной обстановки (ЭМО) использовалась программное обеспечение Acrylic Wi-Fi

Номе. На рис. 3 показано, что сложившаяся ЭМО приводит к увеличению помеховой обстановки, что влечет за собой понижение скорости передачи трафика. При этом эксперимент проводился в 5-этажном доме советской застройки, т.е. в условиях довольно низкой абонентской плотности.

При этом нужно учитывать, что высокочастотные диапазоны влекут за собой и снижение радиопрозрачности материалов. Так, уже при использовании стандартов IEEE 802.11 ac затухание сигнала в условиях городской застройки настолько существенно, что приводит в необходимости увеличивать количество точек доступа. Это в свою очередь увеличивает помеховую обстановку.

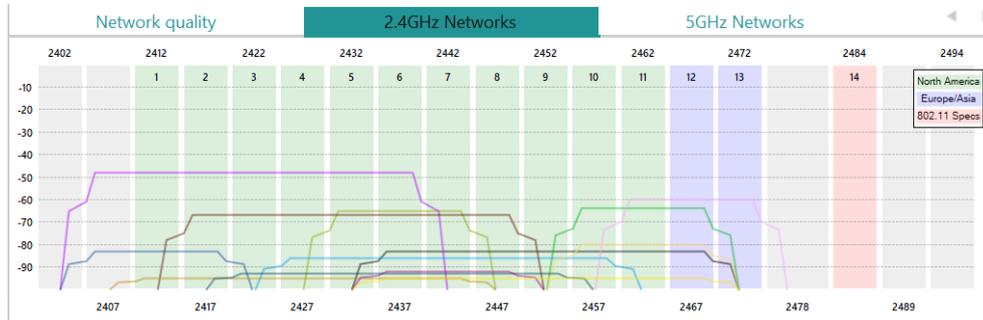


Рис. 3. Помеховая обстановка в современных домашних беспроводных сетях в диапазоне 2.4 ГГц

IV. НАПРАВЛЕНИЕ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

При использовании диапазона 4,8–4,99 ГГц вопрос необходимо будет решать задачу оптимизации сети исходя из следующих критериев: количество беспроводных устройств, покрываемая площадь, объем передаваемого трафика, соответствие сценарию 5G согласно Релизу 15, стоимость сетевого решения. Таким образом, можно сделать вывод, что основной функцией при решении оптимизационной задачи станет функция экономической эффективности:

$$W = \sum V_i P_i - \sum F_j(R_j).$$

Здесь V_i – коэффициент эффективности системы, P_i – эффект процесса, $F_j(R_j)$ – стоимость ресурса. Таким образом, вопрос вида функции стоимости ресурса, т.е. сети 5G, остается открытым. Поиск вида этой функции с учетом таких факторов как затухание в условиях современной застройки и помеховая обстановка в сетях высокой

плотности, может явиться важной исследовательской задачей.

Что касается высокочастотного диапазона 27,1–27,5 ГГц, то, учитывая длину волны и предполагаемые мощности оборудования на уровне доступа, можно предположить, что данный диапазон будет использоваться для промышленных решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Series M. IMT Vision–Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond //Recommendation ITU. 2015. С. 2083-0.
- [2] ITU Publications: The Radio Regulations, Edition of 2012
- [3] Быховский М.А. и др. Основы управления использованием радиочастотного спектра. Том 1: Международная и национальная системы управления РЧС. Радиоконтроль и радионадзор //М.: КРАСАНД. 2012.
- [4] Бутенко В. и др. СЕТИ 5G/IMT-2020 & IoT–ОСНОВА ЦИФРОВОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ //Электросвязь. 2018. №. 12. С. 4-9.

Роль и место радиочастотной службы по обеспечению внедрения программы «Цифровая экономика» Правительства РФ и развития современных технологий в Санкт-Петербурге и Ленинградской области

Д. Н. Симонов
Филиал ФГУП «ГРЧЦ» в СЗФО
d.simonov@rfsrf.ru

Abstract. This article presents some problematic issues of implementation of the program "digital economy" of the government of the Russian Federation and the development of modern technologies from St. Petersburg and Leningrad region, including electro-magnetic compatibility with existing electronic means, full-scale testing and digital television in the region.

Keywords: digital economy; electro-magnetic compatibility; full-scale testing; digital television

I. ВВЕДЕНИЕ

В программе «Цифровая экономика», подготовленной по поручению президента РФ на период до 2024 году определены пять базовых и три прикладных направления развития цифровой экономики.

Базовые направления:

- нормативное регулирование;
- кадры и образование;
- формирование исследовательских компетенций и технических заделов;
- информационная инфраструктура и
- информационная безопасность.

Прикладные направления:

- государственное управление;
- «умный город»;
- здравоохранение.

Основным условием успешной реализации этой программы является создание необходимой инфраструктуры, обеспечивающей устойчивое покрытие территории сетями связи и передачи данных. Для этого необходимо решить целый комплекс задач, которые

позволят достигнуть ряда конкретных показателей, включая обеспечение 97% домашних хозяйств широкополосным доступом к Интернету и обеспечение устойчивого покрытия сети пятого поколения (5G) во всех городах с населением 1 млн. человек и более. Процесс построения связной инфраструктуры базируется на своевременной, полной и достоверной информации о текущем состоянии электромагнитного спектра. Априорное получение такой информации в районах предполагаемого размещения элементов связной инфраструктуры позволит в дальнейшем избежать проблем с низкой надёжностью и устойчивостью функционирования всех её элементов и избежать дополнительных расходов, связанных с выявлением и устранением вызывающих это причин.

В соответствии с Федеральным законом № 126-ФЗ «О связи» «...организационные и технические меры по обеспечению надлежащего использования радиочастот или радиочастотных каналов и соответствующих радиоэлектронных средств или высокочастотных устройств гражданского назначения...» [1] осуществляет радиочастотная служба.

Опыт работы в Санкт-Петербурге и Ленинградской области подразделений радиоконтроля филиала ФГУП «ГРЧЦ» в СЗФО в ходе решения задач и осуществления функций, определённых в постановлениях Правительства РФ от 1 апреля 2005г №175 и от 14 мая 2014 г. № 434 позволяет обратить внимание на ряд аспектов, которые могут возникнуть в ходе внедрения программы «Цифровая экономика» Правительства РФ и развития современных технологий в СПб и ЛО.

II. УСЛОВИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ 5G

Аспект первый. Как было отмечено, в соответствии с программой «Цифровая экономика», подготовленной по поручению президента РФ к 2024 году во всех городах с

населением 1 млн. человек и более должно быть обеспечено устойчивое покрытие сети пятого поколения (5G).

Для определения условий использования РЭС связи пятого поколения в регионе ГКРЧ выделила полосы радиочастот 4800-4990 МГц и 27,1-27,5 ГГц. Цель – получение заключения экспертизы о возможности использования заявленных РЭС и их ЭМС с действующими и планируемыми для использования РЭС в рамках создания пилотных зон на территории Санкт-Петербурга и Ленинградской области.

В Санкт-Петербурге и Ленинградской области территория пилотной зоны включает:

- в полосе частот 27,1 – 27,5 ГГц –

всю территорию Санкт-Петербурга и Ленинградской области;

- в полосе частот 4800-4990 МГц –

г. Санкт-Петербург, Петроградская наб., д. 22;

г. Санкт-Петербург, Контейнерный терминал Санкт-

Петербурга;

г. Санкт-Петербург, ГУП «Петербургский метрополитен», станции и тоннели.

С учётом решения ГКРЧ в филиале ФГУП «ГРЧЦ» в СЗФО был проведён анализ учётной базы данных на предмет определения действующих РЭС в выделенных полосах частот. Результаты анализа ЭМО в выделенных полосах показали, что РЭС гражданского назначения в них отсутствуют. Однако в указанную частотную полосу попадают гармонические составляющие 14 стационарных РЭС диапазона 2400 МГц, развёрнутые на территории пилотных зон (одна на ул. Академика Павлова (телебашня), одна на ул. Комиссара Смирнова и 12 РЭС в районе контейнерного терминала). Кроме того в указанных пилотных зонах зарегистрированы более 900 РЭС в других частотных диапазонах, в том числе с достаточно высоким уровнем ЭИИМ с расположением антенных устройств на высотах до 90 метров, что обеспечивает им зону покрытия, превышающую размеры пилотной зоны, выделенной для РЭС пятого поколения. Как показали расчёты, часть из этих РЭС способна обеспечить устойчивое блокирование приёмных устройств различных РЭС, расположенных в непосредственной близости от них.

Вывод из этого факта очевиден – развёртывание в соответствии с решением ГКРЧ в СПб и ЛО пилотных зон с целью определения условий использования РЭС связи пятого поколения требует проведения на предварительном этапе работ по фактической оценке ЭМО в выделенных диапазонах частот (4800–4990 МГц и 27,1–27,5 ГГц), в районах, где планируется развёртывание РЭС перспективных радиотехнологий.

III. УМНЫЙ ГОРОД

Другой аспект, тесно связан с реализуемым в регионе направлением – «умный» город.

Основой для обеспечения развития стратегии «умного» города является устойчивое покрытие территории города широкополосным доступом к сети Интернет посредством беспроводных и проводных технологий. На различных территориях общественного пространства, включая общественный транспорт, должна быть сформирована сеть беспроводного доступа в диапазоне частот 2,4 ГГц и 5 ГГц (стандарт IEEE 802.11 – Wi-Fi), обеспечивающая устойчивый доступ к сети Интернет.

Опыт проведения радиоконтрольных мероприятий показывает, что на сегодняшний день эта задача далека от своего решения. Для определения качества покрытия территорий общественного пространства беспроводными сетями ШПД требуется проведение аудита не только существующих сетей беспроводного доступа, но и целых наиболее значимых территорий общественного пространства на предмет наличия помех и «белых пятен» в зоне покрытия ШПД и последующей выдаче рекомендаций по определению возможных путей устранения негативно влияющих на сети факторов. Подобные задачи, успешно решались предприятием в период подготовки и проведения общественно значимых мероприятий, таких как различные международные форумы, спортивные мероприятия международного уровня (в т.ч. ЧМ по футболу), проводимые на территории Санкт-Петербурга и СЗФО. Одной из причин выявленных проблем с обеспечением необходимой зоны покрытия, электромагнитной совместимости были связаны с ошибками предварительных расчётов или с их отсутствием. Проведение необходимых предварительных расчётов для планирования и оптимизации сетей подвижной и фиксированной радиосвязи, систем широкополосного радиодоступа, оценки электромагнитной совместимости и т.д. является необходимым этапом развития стратегии «умного» города.

IV. БЕСПИЛОТНЫЙ ТРАНСПОРТ

Аспект третий. В рамках прикладных направлений программы «умный» город в СПб реализуется инновационный пилотный проект по созданию и тестированию беспилотных транспортных средств.

В 2019 году в ходе работ по измерению параметров, ввозимых на территорию РФ РЭС и ВЧУ, предприятием были проведены измерения параметров излучений элементов дорожной инфраструктуры на предмет соответствия требованиям решения ГКРЧ от 10.03.2011 № 11-11-01-2 «О выделении полос радиочастот 5855-5925 МГц для радиоэлектронных средств интеллектуальных систем на транспорте (ITS)» с целью идентификации типа ввозимого устройства и измерение технических характеристик в соответствии с п. 9 Порядка, утвержденного приказом Минкомсвязи от 23.03.2016 № 118. Элемент дорожной инфраструктуры предназначен для использования в контуре управления беспилотных транспортных средств. В Санкт-Петербурге и Ленинградской области подобные устройства планируется применять в ходе тестирования беспилотных транспортных средств.

Широкое внедрение таких средств в полосе частот 5855-5925 МГц в пределах городской черты и пригородных трасс поставит вопрос о ЭМС этих РЭС с целым рядом других систем и средств, использующих аналогичный диапазон для обеспечения безопасности дорожного движения. По данным анализа учётной базы данных РИЧ только в Санкт-Петербурге в указанном диапазоне зарегистрированы и используются стационарные БС цифровых радиосистем беспроводного доступа Wi-Fi (стандарта IEEE 802.11), антенные устройства которых размещены на высотах до 50 метров. Кроме того, наличие большого количества УМРД различного назначения в данном диапазоне в непосредственной близости от автомобильных дорог также создаёт дополнительные сложности в обеспечении надлежащих условий ЭМС.

В этих условиях единственным достоверным источником информации, позволяющим сделать вывод о возможности использования элементов дорожной инфраструктуры для беспилотного транспорта могут быть только натурные испытания.

V. ЦИФРОВОЕ ТЕЛЕВИДЕНИЕ

Аспект четвёртый. 2019 год стал для РФ рубежным в вопросе перехода на цифровое телевидение. Здесь важным направлением является обеспечение необходимой зоны и качества покрытия территории Ленинградской области цифровым телевидением. Предстоящее отключение аналогового вещания на территории СЗФО и продолжающиеся работы по внедрению 3-го мультиплекса, требуют проведения мероприятий по проверке зоны вещания и что особенно важно, оценки качества приёма сигнала ЦТВ. Выявление проблемных вопросов и разработка предложений по их решению возможна только на основании анализа результатов измерений, цель которых – обеспечить должное качество работы сети цифрового телевидения и отсутствие

взаимных помех от разных РЭС ЦТВ, работающих в одночастотной сети, а также обеспечение ЭМС с другими легитимно используемыми РЭС и системами.

Для предотвращения возможного негативного резонанса населения на отключение аналогового ТВ необходимо проведение превентивных работ по проверке зоны вещания ЦТВ и оценке уровня и качественных характеристик сигнала. Как правило, подобные работы проводятся по инициативе операторов телевидения. Однако с момента развёртывания сети цифрового телевидения в СЗФО на предприятии эти работы не заказывались. В связи с этим информации о теневых зонах, в которых отсутствует доступ к ЦТВ, в настоящий момент у операторов нет, и, следовательно, нет объективных данных, позволяющих оценить качество проводимых работ. В этих условиях актуальность измерений для обеспечения надлежащего качества ЦТВ существенно возрастает.

Рассмотренные аспекты не охватывают весь спектр мероприятий по обеспечению внедрения программы цифровизации в повседневную жизнь региона, однако требуют пристального внимания и своевременного реагирования структур, ответственных за реализацию этой программы. В свою очередь источником получения достоверной информации о состоянии радиочастотного спектра, обладающим соответствующим государственным статусом, является радиочастотная служба.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] О связи: федер. закон от 07 июля 2003 г. N126-ФЗ (с изм. и доп.). Доступ из справ.-правовой системы «Гарант».Источник: <http://docs.cntd.ru/document/901867280>
- [2] Решение ГКРЧ от 10.03.2011 № 11-11-01-2 «О выделении полос радиочастот 5855-5925 МГц для радиоэлектронных средств интеллектуальных систем на транспорте (ITS)»

Четверть-пиксельное оценивание векторов движения объектов при видеокодировании

С. М. Пыко¹, О. А. Микус²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹sergey.pyko@gmail.com, ²sadalphamiks@gmail.com

Abstract. A new method for estimating the motion vectors with quarter-pixel accuracy for video coding problems is considered. This method eliminates the need to interpolate the original pixels of the image to obtain their intermediate values. The method is based on interpolation in space of a measure of the quality of approximation of the considered image block to the reference one. Search for a motion vector with integer-pixel precision generates a set of losses scores. The losses scores space is stretched on this set. The position of the extremum in scores space is defined. The full-pixel motion vector is updated in accordance with this detected position. This makes it possible to significantly reduce the amount of calculations and improve the performance of the encoder. The method is convenient for hardware implementation.

Keywords: motion vector; encoding; interframe prediction; quarter-pixel accuracy; prediction of a macroblock; video

I. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Проблема передачи и хранения информации, представленной в цифровом виде, является одной из самых важных в вычислительной технике. Для получения компактного представления данных используются различные технологии сжатия. Их применение позволяет получить значительный выигрыш в ресурсах при эксплуатации носителей информации и повысить эффективность передачи данных по каналам связи. На сегодняшний день наибольший объем данных соответствует изображениям, видеоданным и звуку. Для решения задачи уменьшения объема видеопоследовательностей применяют различные методы видеокодирования, представленные такими стандартами как H264/H265, VP9, AV1 и др. [1], [2]. Во всех системах кодирования для достижения максимальной его

эффективности (максимального сжатия видеопотока при сохранении заданного уровня объективного или субъективного качества) производится анализ видеопотока. Многие системы кодирования используют поблочное представление изображения. Такой подход позволяет управлять качеством кодирования отдельных областей кадров изображения. Для каждого блока строится его предсказание. Чтобы получить оптимальное предсказание блока производится перебор различных вариантов и выбор оптимального решения по заданному критерию качества. Это может быть пространственное предсказание (intra-предикция) или временное предсказание по соседним кадрам (inter-предикция). При формировании предсказаний производится также определение способа разбиения блока изображения на более мелкие куски. В результате перечисленных действий выделяются объекты и определяются характеристики фона. Основу временного предсказания блока составляет оценка вектора движения объекта. На опорных кадрах определяются координаты положения области изображения, наиболее похожего на предсказываемый блок в соответствии с выбранным критерием качества. Вектор, описывающий смещение блока, является вектором движения объекта. Современные системы кодирования требуют определять значения векторов движения объектов с точностью до четверти межпиксельного расстояния. Для получения изображения при сдвиге на расстояние, не кратное положению пикселя, используется пространственная интерполяция с помощью фильтров высокого порядка. Таким образом, традиционный алгоритм оценивания вектора движения включает две фазы: первая – определение вектора с точностью до целочисленного положения пикселя и, вторая – уточнение вектора движения до четверти межпиксельного

расстояния (допоиск). Первая фаза не требует проведения фильтрации значений пикселей для получения промежуточных значений. Вторая фаза предполагает интерполирование значений пикселей. Интерполирование приводит к необходимости проведения большого числа дополнительных вычислений, что негативно сказывается на общей производительности системы кодирования. В данной работе рассматривается задача определения векторов движения с четверть-пиксельной точностью без применения дополнительной пространственной интерполяции изображения с целью уменьшения вычислительной сложности, что обуславливает актуальность данной работы.

Для оценивания степени похожести блоков изображения необходимо задаться критерием качества. Обычно в качестве критерия выбирают минимизацию величины суммы абсолютных значений разности (SAD) между опорным блоком изображения и предсказываемым блоком. Для подсчета SAD, как правило, используется одна яркостная составляющая изображения. Выбор данной метрики в качестве критерия обусловлен ее вычислительной простотой.

II. АЛГОРИТМ ДОПОИСКА ВЕКТОРА ДВИЖЕНИЯ

Предположим, что $S(x, y)$ – величина, характеризующая степень похожести рассматриваемого блока изображения и блока на опорном кадре в соответствии с выбранной метрикой; x и y – смещение в пикселях позиции блока на опорном кадре по отношению к позиции рассматриваемого блока на текущем кадре. Под позицией блока понимается координата верхнего левого угла блока изображения. В ходе первой фазы поиска вектора движения определяются такие значения x_0 и y_0 , при которых достигается минимальное значение критерия $S(x, y)$: $S(x_0, y_0) = \min_{x, y} S(x, y)$.

Поиск минимального значения $S(x, y)$ сопровождается определением значения критерия в соседних с оптимальным, позициях. Тем самым формируется поле значений критерия качества $S(x, y)$ в окрестностях значения $S(x_0, y_0)$. Если размер блока изображения значителен, то в силу статистического характера метрики можно считать, что множество значений $S(x, y)$ лежит на гладкой поверхности. Следовательно, допоиск во второй фазе по интерполированным значениям изображения можно заменить на поиск минимального значения $S(x, y)$ при четверть-пиксельном сдвиге путем интерполяции самих значений $S(x, y)$.

Интерполяция $S(x, y)$ может быть выполнена с помощью разных методов. Одним из подходов является применение параболической функции, которая используется для упрощения расчетов. Предлагаемый вариант интерполяции позволяет получить дробные части векторов движения без операций умножения и деления [3].

На рис. 1 приведён пример упрощенного расчета дробной части векторов движения с помощью параболической функции. Горизонтальная плоскость с сеткой представляет собой упрощенное пространство поиска. Шаг сетки составляет один пиксель. Каждая узловая точка имеет свою вертикальную проекцию, высота которой пропорциональна $S(x, y)$. Результатом поиска с целопиксельной точностью является узел с минимальным значением $S(x, y)$ (это центральный узел на рис. 1).

Параболическая аппроксимация между узлами используется для определения минимальной позиции между пикселями, дробная часть которой и является объектом расчетов.

Для определения четверть-пиксельного смещения относительно оптимального целочисленного значения рассмотрим независимо изменения значения $S(x, y)$ вдоль осей x и y .

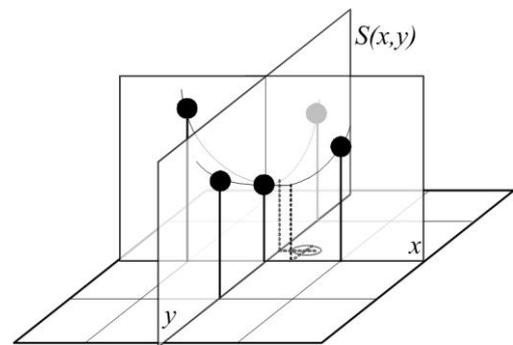


Рис. 1. Пространство ошибок предсказания

Тройка значений

$$\begin{cases} S_{-1,0} = S(x_0 - 1, y_0); \\ S_{0,0} = S(x_0, y_0); \\ S_{+1,0} = S(x_0 + 1, y_0); \end{cases}$$

позволяет определить минимальное значение $S(x, y)$ при аппроксимации их параболой вдоль оси x :

$$\Delta x = (S_{-1,0} - S_{+1,0}) / (2(S_{-1,0} + S_{+1,0} - 2S_{0,0})).$$

Аналогично определяется поправка вдоль оси y :

$$\Delta y = (S_{0,-1} - S_{0,+1}) / (2(S_{0,-1} + S_{0,+1} - 2S_{0,0})).$$

При этом по каждому направлению возможно уменьшение погрешности оценивания на величину:

$$\Delta S_x = (S_{-1,0} - S_{+1,0})^2 / (8(S_{-1,0} + S_{+1,0} - 2S_{0,0}));$$

$$\Delta S_y = (S_{0,-1} - S_{0,+1})^2 / (8(S_{0,-1} + S_{0,+1} - 2S_{0,0})).$$

Таким образом, итоговая оценка качества предикции может быть получена как

$$S_{opt} = \max \left\{ 0, S_{0,0} - 0.5(\Delta S_x + \Delta S_y) \right\}.$$

Предложенный подход определения векторов движения с четверть-пиксельной точностью позволяет существенно сократить число операций. При этом данный алгоритм становится простым для аппаратной реализации. Переход от целно-пиксельной точности к четверть-пиксельному уточнению потребует использования только операций суммирования и сдвига и может быть осуществлено за 4 такта.

- [1] Richardson, Iain E. G. The H.264 advanced video compression standard / Iain E. Richardson. – 2nd ed.p.cm. UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2010. 316 p.
- [2] Sullivan G.J., Ohm J.R., Han W.J., Wiegand T. Overview of high efficiency video coding (HEVC) standard // IEEE Trans. Circuits Syst. Video Technol., vol. 22, no. 12. pp. 1649-1668, Dec. 2012.
- [3] Pat. US № US2014/0169472A1 / Mikhail Fludkov, Mikhail Kan, Sergey Pyko, Nickolay Terterov. Motion estimation engine for video encoding; Pub. Data: 19.06.14.

Телевизионная система для помощи ориентации слабовидящих людей

Е. И. Леончук¹, П. С. Баранов²
 Санкт-Петербургский государственный
 электротехнический университет
 «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹shaurum@mail.ru, ²tv.labs@yandex.ru

О. В. Симнишкис
 АО «НИИ телевидения»
 sovwww@bk.ru

Abstract. A television system is being developed to help visually impaired people. The device allows visually impaired people to understand the distance to objects. This is achieved by using a LIDAR that creates an array of points that characterize the distance to objects, further processing the image on the microcontroller and projecting this information on the eye of the visually impaired person.

Keywords: LIDAR; ориентации в пространстве; нарушения зрения

I. ОБЗОР СИСТЕМ ДЛЯ ПОМОЩИ ОРИЕНТАЦИИ СЛАБОВИДЯЩИХ ЛЮДЕЙ

Основной проблемой ориентации слабовидящих людей является достоверная оценка расстояния до объектов в пространстве. Существует больше количество приспособлений, которые помогают слабовидящим людям.

Белая трость. Традиционно используется белая трость, как символ незрячего человека. Так исторически повелось из-за того, что черные трости были плохо видны на фоне асфальта. Для слепых трость, с одной стороны, является продолжением руки, со второй – буфер, который служит предупреждением столкновения с препятствием, с третьей – генератор звуков, помогающий определять поверхность, на которой находится человек, а также зондировать пространство, наконец, в-четвертых – прекрасный отличительный знак слабовидящего человека для водителей транспорта. Из важных особенностей использования трости стоит отметить, что в условиях массовых скоплений людей: общественный транспорт, массовые мероприятия слабовидящие должны держать

трость так, чтобы она не причиняла неприятность другим людям [1].

Ультразвуковой фонарь для слепых (рис. 1, а). Данный прибор предназначается для помощи пространственной ориентации инвалидов по зрению при самостоятельной ориентации в помещении и перемещение по улицам. Прибор представляет на выбор человека два сценария использования: первый – прибор помещается на шею пользователю с помощью шнура регулируемой длины. Далее в процессе ориентации пользователя при отдалении или приближении оно к препятствию изменяется тембр звука. Второй – Слабовидящий берет данный прибор в руку и как фонариком водит им определяя расстояния до предметов. Ультразвуковой фонарь не способен показать полную картину происходящего в комнате из-за своей «точности» более того обычно он обладает диаграммой направленности в 30–40 градусов вследствие чего прибор может некорректно реагировать на небольшие предметы, находящиеся отдельно от других [2].

Электронный компас. Данное устройство предназначено для помощи в пространственной ориентации инвалидов по зрению при самостоятельном перемещении по открытому пространству (рис. 2, б). Электронный компас подвешивается на груди пользователя. Устройство оборудовано как внешним динамиком, так и выходом под наушники. Направление представляется в виде разной тональности сигнала [3].

В приборе представлено 2 режима работы: первый – «удержание на курсе» в данном случае по нажатию кнопки будет сохранено изначальная ориентация по сторонам

света, а далее будет происходить отслеживание отклонение от этого направления. (при превышении определенного порога отклонения будет издаваться определенный звук, сигнализирующий не правильное направление движения), второй – «поиск севера» Для начала работы необходимо откалибровать прибор, для этого человек должен повернуться вокруг своей оси. Далее прибор будет показывать на север, исходя из чего можно ориентироваться.

Представленные устройства обладают множеством разнообразных недостатков.

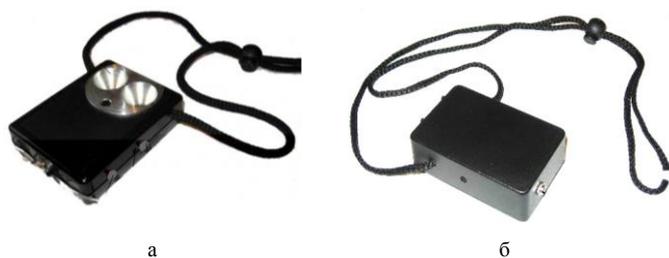


Рис. 1. Традиционные устройства ориентации для слабовидящих людей

IV. ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ ПРЕДЪЯВЛЯЕМЫЕ К ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЕ

К основным требованиям можно отнести:

- Удобство эксплуатации. Устройство должно иметь небольшие габариты, встроенный аккумулятор, позволяющий пользоваться устройством без дозарядки не менее 12 часов, а интерфейс управления должен быть разработан с учетом особенностей слабовидящих людей.
- Другие информационные каналы должны задействоваться минимально. Это очень важный параметр, поскольку слабовидящие люди в большей степени полагаются на слух, осязание и др;
- Удобство эксплуатации. Прибор должен обладать интуитивно понятным интерфейсом управления и не требовать особых навыков для использования.
- Прибор должен быть ориентирован на людей с определенной остаточной остротой зрения либо без нее;
- Стоимость решения. Себестоимость телевизионной системы не должна быть большой, чтобы не терялась доступность;
- Безопасность использования. Прибор не должен негативно влиять на зрение слабовидящего человека и людей вокруг.

V. ПРИНЦИП РАБОТЫ ТЕЛЕВИЗИОННОЙ СИСТЕМЫ

Общая концепция приведена на рис. 2. Принцип работы прибора основывается на том, людям с слабой

остаточной остротой зрения весьма сложно ориентироваться в пространстве, а именно, оценивать расстояние до объектов поблизости. Но они вполне могут различать очень контрастные участки, например, свет в комнате либо солнце на улице.

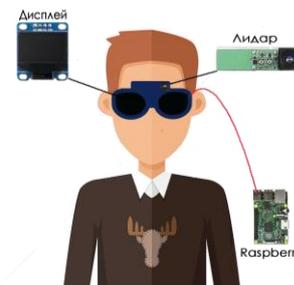


Рис. 2. Общая концепция

С помощью ЛИДАРа (с англ. Light Identification Detection and Ranging – обнаружение, идентификация и определение дальности с помощью света [4]) строится картина окружающего мира перед слабовидящим, выраженная массивом точек, характеризующих расстояние до объектов.

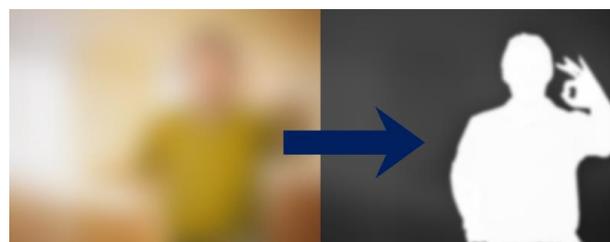


Рис. 3. Пример изображения подаваемого на экран

Желаемые характеристики лидара:

- угол обзора близкий к человеческому зрению: не менее 80x120 градусов;
- формат кадра близкий к полю зрения человека;
- частоту кадров не менее 30;
- разрешение не менее чем 1 пиксель на градус.

Данные с лидара поступают на микрокомпьютер и там обрабатываются (рис. 2). Имеют место несколько сценариев работы в зависимости от характера остаточного зрения:

- используется черно-белая кодировка (близкие объекты белые, дальние – черные);
- цветовая кодировка (близкие объекты желтые, а по мере удаления становятся синими).

По итогу изображение подается на экран закрепленный с внутренней стороны очков слабовидящего человека. В результате чего он видит высококонтрастное изображение, которое показывает расстояние до объекта (рис. 3)

В докладе рассматривается концепция прибора, который может помочь слабовидящим людям в ориентации в пространстве.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Трость и использование ее детьми [Электронный ресурс] – Сайт тифлопедагога Медведевой Натальи. 2019. – Режим доступа: http://tiflo.ucoz.ru/publ/trost_i_ee_ispolzovanie_nezrjachimi_detmi/1-1-0-9 - 20.03.2019
- [2] Ультразвуковые фонарики «Сонар-5УФ» [Электронный ресурс] - Технические средства для слепых. Режим доступа –

<https://sites.google.com/site/tehniciesredstvadvlaslepyh/1-ultrazvukovoj-fonar-sonar-5uf>- 20.03.2019

- [3] Электронный компас «Пеленг-01» [Электронный ресурс] – Технические средства для слепых. Режим доступа – <https://sites.google.com/site/tehniciesredstvadvlaslepyh/2-elektronnyj-kompas-peleng-01> – 20.03.2019
- [4] Лазерное 3d сканирование обнаружило «мегаполис» маяя в джунглях Гватемалы [Электронный ресурс] – 3d-daily. Режим доступа – <https://3d-daily.ru/archeology/laser-3dscan-new-maya-city.html> – 20.03.2019

Алгоритмы 3D-реконструкции сцены в задачах внутрикадрового предсказания H.264/AVC

И. Н. Ляпин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
ivanliapin@gmail.com

Abstract. Contemporary video codecs, which rely heavily on spatial and temporal correlation of image blocks, tend to give increasingly smaller coding gains for greater input stream sizes, especially when strict bandwidth requirements are imposed. One way to increase coding gain is to take semantic information from the input video into account, specifically, its three-dimensional scene structure, which can be recovered from its images using Structure from Motion algorithms. The goal of this work is to analyze potential coding gains resulting from using such algorithms to synthesize intra-frame predictors in the H.264/AVC codec. As part of this study, the main principles behind SfM algorithms were reviewed, a novel coding scheme for analyzing potential coding gains is proposed, and a reference H.264/AVC encoder was modified to conform to such scheme. Results show a considerable increase in coding gain (3-6%) for studied video sequences.

Keywords: video codecs; video compression; semantic coding; computer vision; scene reconstruction; structure from motion

I. ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день способы кодирования видеопотоков полагаются на хорошо зарекомендовавшие себя алгоритмы квантования в частотной области, и предсказания содержимого кадра, основанного на пространственной и временной корреляции фрагментов изображений. Такая методика даёт стабильно высокие коэффициенты сжатия для практически любых натуральных видеопоследовательностей, однако с ростом разрешения и частоты кадров становится всё сложнее укладываться в более жёсткие требования к пропускной способности канала передачи видеопотока, не жертвуя при этом визуальным качеством изображения. Одним из

способов повышения коэффициента сжатия является учёт не только локальной корреляции фрагментов изображений, но и семантической информации о содержимом видеоряда, иначе называемое семантическим кодированием.

Так, одним из наиболее очевидных способов сохранения семантических данных является кодирование информации о содержимом трёхмерной сцены. К примеру, вместо того, чтобы последовательно кодировать блоки изображения сцены комнаты, согласно семантическому подходу, достаточно передать информацию о расположении, форме и текстуре стен, окна, стола и других объектов. Таким образом, в последующих кадрах на стороне декодера семантическая модель сцены будет дополняться только новой информацией (например, движение камеры), без необходимости кодировать изображения в явном виде. Очевидно, что для реализации такого подхода к кодированию видео необходим алгоритм воссоздания трёхмерной сцены по кадрам видеопоследовательности. Такие алгоритмы не являются чем-то новым, и существуют с тех пор, как появилась возможность обрабатывать изображения и трёхмерные модели в цифровом виде. В данной работе рассматривается возможность применения алгоритмов Structure from Motion, описание принципа работы которых дано в разделе 2.

Тема использования подобных алгоритмов для кодирования видеопоследовательностей представлена в научной литературе весьма слабо. Наиболее близким к принципу, предлагаемому в данной работе является [1], где реконструированные сцены используются для синтеза промежуточных Р-кадров и В-кадров, и результат синтеза интегрируется в кодек H.265.

В данной работе рассматривается схема использования алгоритмов реконструкции трёхмерной сцены и параметров камеры для внутрикадрового предсказания видеокодека H.264. В отличие от [1], в данной работе не ставится ограничение на использование синтезированных изображений только для промежуточных кадров, использующих временное предсказание. Напротив, кодеру дана возможность использовать синтезированные изображения для кодирования любого блока, а декодеру доступны синтезированные предикторы для всех кадров, вне зависимости от порядка их передачи в видеопотоке. Такая упрощённая схема позволяет протестировать качество предикторов, оценить потенциальный выигрыш от их использования в идеальном случае, и найденные оценки качества будут являться предельно достижимыми для рассматриваемой схемы кодирования.

II. STRUCTURE FROM MOTION

Алгоритмами построения 3D-структуры по набору изображений, или алгоритмами Structure from Motion (SfM) называют широкий класс фотограмметрических алгоритмов и техник, предназначенных для оценки трёхмерной структуры из последовательности двумерных изображений. Задачи, которые ставятся перед такими алгоритмами, схожи с теми, которые решаются в стереовидении. В обоих случаях требуется найти соответствие между изображениями с тем, чтобы получить трёхмерную реконструкцию сцены/объекта.

Для нахождения соответствия между изображениями требуется сначала найти точки, для которых будет производиться поиск соответствий. Для поиска соответствий дескрипторы точек из двух изображений, полученные, например, с помощью алгоритма SURF, попарно сравниваются, и для точек с достаточно близкими дескрипторами соответствие считается найденным. Процесс поиска соответствия может быть как прямым перебором, использовать эвристические методы сужения поля поиска, или же использовать дополнительные методы, например, трекер Канаде-Лукаса (KLT) для отслеживания движения точек между изображениями.

Для фильтрации неверно определённых соответствий используется алгоритм RANSAC, известный своим применением в машинном обучении. Результатом всех этих шагов является набор точек в каждом входном изображении, для которых есть несколько (или хотя бы одно) соответствий в других изображениях последовательности. Для того, чтобы получить из этих точек координаты в трёхмерном пространстве и положение камеры, требуется воспользоваться моделью проективной камеры:

$$x = K \times [R | t] \times \begin{pmatrix} X \\ Y \\ 1 \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} ix_x * x_z \\ ix_y * x_z \\ x_z \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} f_x & 0 & c_x \\ 0 & f_y & c_y \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & R_{13} & t_x \\ R_{21} & R_{22} & R_{23} & t_y \\ R_{31} & R_{32} & R_{33} & t_z \end{bmatrix} \times \begin{pmatrix} X_x \\ X_y \\ X_z \\ 1 \end{pmatrix} \quad (2)$$

В формулах (1), (2): X – трёхмерная точка в пространстве, x – координата точки на изображении в однородных координатах, R – матрица поворота камеры, t – вектор смещения камеры ($[R|t]$ – матрица перехода), K – матрица камеры, содержащая фокальное расстояние камеры в пикселях и её оптический центр.

Для поиска матрицы перехода следует найти фундаментальную матрицу F , которая подчиняется уравнению (3), а затем, согласно (4), найти сущностную матрицу E , учитывающую параметры оптической системы.

$$\begin{pmatrix} x_i^B \end{pmatrix}^T \times F \times \begin{pmatrix} x_i^A \end{pmatrix} = 0 \quad (3)$$

$$E = K^T \times F \times K \quad (4)$$

Эти вычисления предполагают, что используется всего два изображения. Для нахождения координат и положения камеры в других кадрах достаточно использовать алгоритм последовательно на различных парах изображений.

Такая процедура даёт первое приближение трёхмерных координат точек, не учитывающее неидеальность оптической системы и другие факторы, ведущие к расхождению положения точек от истинных координат. Для улучшения точности полученных данных практически любая схема SfM использует процесс, называемый bundle adjustment, заключающийся в последовательном решении множества систем уравнений с тем, чтобы координаты точек, найденные из разных пар изображений, оказались максимально близки в трёхмерном пространстве с учётом ограничений, накладываемых проецированием их на двумерную рабочую плоскость камер. Этот процесс занимает значительную часть времени работы SfM-конвейера, и, как правило, выполняется с помощью специализированных математических алгоритмов.

После оптимизации положения точек имеются так называемое sparse point cloud – неплотное облако точек, примерно описывающее структуры сцены, и положения камер для каждого изображения. Для целей данного исследования неплотное облако точек не подходит, так как оно практически не описывает текстуры объектов. Следующими шагами являются уплотнение облака (создание dense point cloud) с последующим созданием трёхмерной модели и проецированием на неё текстур. Конечным результатом работы SfM-алгоритма является трёхмерная полигональная текстурированная сетка, воссозданная по данным двух или нескольких кадров.

III. ОПИСАНИЕ СХЕМЫ КОДИРОВАНИЯ

Используемая в данной работе схема кодирования включает в себя создание трёхмерной сцены по кадрам видеопоследовательности с помощью программного набора OpenMVG и OpenMVS, и кодирование видеопоследовательности с помощью модифицированного референсного кодера H.264 JM 19.0.

A. Создание трёхмерной сцены

В ходе исследования были протестированы несколько библиотек и программных пакетов, реализующих алгоритмы трёхмерной реконструкции сцены. Наилучшие результаты показал конвейер, состоящий из программного набора OpenMVG [2] для поиска соответствий между точками, фильтрации, определения их координат и оптимизации положения, и программного набора OpenMVS [3] для генерации плотного облака точек с реконструкцией модели сцены. В качестве входных данных используется набор изображений сцены, и фокальное расстояние в пикселях, все последующие шаги выполняются в автоматическом режиме. Результатом работы является трёхмерная модель с положениями камер, согласно которым отрисовываются синтезированные изображения.

B. Модификация референсного кодера

При рассмотрении кодера были приняты следующие допущения:

- вся видеопоследовательность состоит целиком из I-кадров ($QP = 28$),
- деление макроблоков для ликвидации пространственной избыточности осуществляется только на подблоки размером 8×8 ,
- вся информация, необходимая декодеру для реконструкции кадра уже у него имеется: каждому кадру соответствует имеющийся у декодера полностью восстановленный кадр, и информация на его передачу не затрачивалась.

Для интеграции в кодер был использован уже имеющийся механизм внутрикадрового предсказания (intra-prediction) H.264. В процессе предсказания кодер создаёт 8 различных предикторов (согласно 8 возможным режимам интра-предсказания), и в процессе анализа оптимальности предсказания (rate-distortion optimization, RDO) выбирает тот, который одновременно и даёт минимальную ошибку предсказания (минимальные кодируемые коэффициенты остатка), и даёт визуально наилучший результат для заданного QP . Очевидно, что если использовать в качестве предиктора блок, соответствующий текущему, но из синтезированного кадра, кодер имеет возможность выбирать, является ли реконструкция достаточно качественной, чтобы минимизировать кодируемую ошибку, или же использование одного из стандартных предикторов даёт лучший результат по RDO.

Референсный кодер H.264/AVC JM 19.0 [4] был модифицирован с тем, чтобы одновременно с кодируемым файлом считывать и файл, содержащий реконструированные кадры, и при расчёте предикторов для подблоков 8×8 использовать соответствующий фрагмент вместо одного из предикторов (был заменён режим смещения блока, находящегося сверху слева от кодируемого (mode 4), использование которого оказалось на уровне 1% для исследуемых последовательностей).

IV. ТЕСТИРОВАНИЕ СХЕМЫ КОДИРОВАНИЯ

В качестве тестового материала использовались последовательность кадров, состоящая из изображений старого здания, входящая в тестовый набор пакета OpenMVS (1920×1080 , 11 кадров), и синтезированная последовательность, содержащая изображения трёхмерной модели комнаты (1920×1080 , 30 кадров). Обе последовательности характеризуются наличием параллакса между соседними кадрами, что является ключевым аспектом для успешной работы алгоритма реконструкции сцены. Для сцены со зданием характерно наличие множества мелких деталей и высокочастотных текстур, в то время, как последовательность с моделью комнаты содержит объекты простой геометрии и однотонные текстуры.

A. Анализ качества реконструкции

В ходе первичной реконструкции было выяснено, что в ходе оптимизации положения точек сцены положения камер и их углы обзора оказались несколько изменены относительно исходных. Для корректного сравнения реконструированные изображения были вручную сдвинуты по критерию максимума корреляции с исходными, и введена коррекция радиальной дисторсии с тем, чтобы добиться максимального попиксельного соответствия исходных последовательностей с восстановленными.

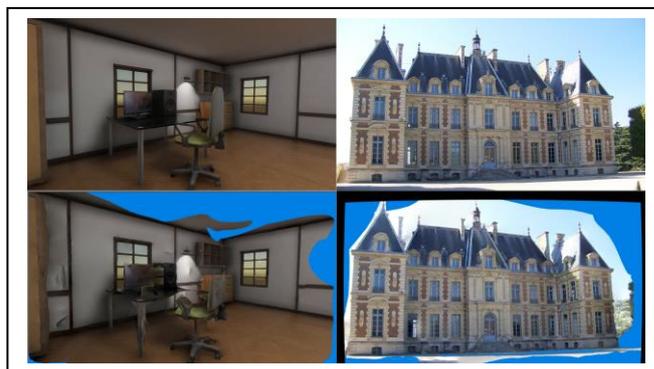


Рис. 1. Оригинальные и реконструированные (снизу) кадры последовательностей

В качестве метрики качества реконструкции было принято использовать гистограммы Y-PSNR для блоков размером 8×8 . Использование гистограмм вместо интегральных метрик по всему изображению основано на желании получить наглядную картину качества реконструкции всего изображения: интегральное PSNR не

учтёт фрагменты изображения, восстановленные некачественно (или вовсе не имеющих реконструированной текстуры). Общие гистограммы для последовательностей приведены на рис. 2. Как видно, в области низких значений метрики существует значительное количество блоков, которые недостаточно качественно представляют исходную текстуру. Среднее PSNR для восстановленной последовательности с комнатой составило 33.52 дБ, для последовательности со зданием – 22.79 дБ.

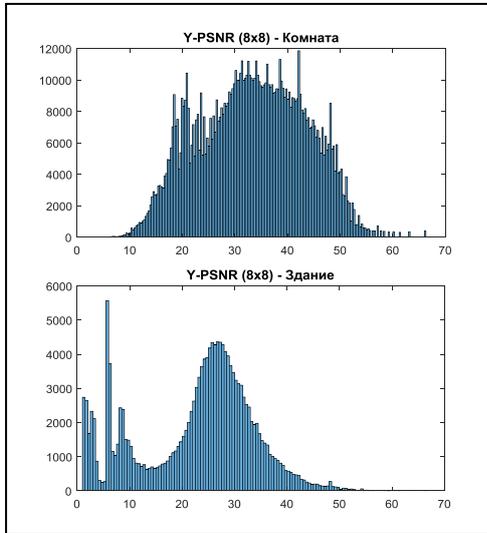


Рис. 2. Гистограммы Y-PSNR для блоков 8x8 реконструированных кадров

Последовательность с комнатой обладает большей долей блоков с качественной реконструкцией, что объясняется более простыми текстурами, нежели текстурами здания из второй последовательности. Визуальное сравнение (рис. 1) подтверждает это предположение, но видно так же, что на восстановленных изображениях имеются и области, визуально мало отличающиеся от исходных.

В. Анализ качества результирующего видеопотока

Референсный кодер JM 19.0 способен выводить широкий спектр информации о закодированной последовательности. Основные показатели качества полученных видеопотоков (с использованием синтезированных предикторов и без них) приведены в таблице.

ТАБЛИЦА I Показатели качества кодированных последовательностей

Показатель	Исследованные последовательности			
	Комната	Комната (SfM)	Здание	Здание (SfM)
Y-PSNR, дБ	45.884	45.947	38.984	39.013
Объём данных, бит	6 053 976	5 828 320 (-3.83%)	32 642 256	30 640 608 (-6.24%)
Доля SfM-предиктора	–	5.902%	–	2.993%

Полученные результаты достаточно неоднозначны. Применение нового предиктора дало снижение объёма данных на уровне единиц процентов, что по меркам кодирования видео является отличным результатом. С другой стороны, в общем случае качество реконструкции оказалось слишком низким, чтобы использовать её вместо стандартных методов предсказания содержимого макроблока. Вернувшись к гистограммам PSNR реконструированных кадров, можно заметить, что большая часть блоков имеет PSNR, меньший, чем Y-PSNR исходных кодированных последовательностей (таблица 1): потенциальный выигрыш от отсутствия необходимости кодировать коэффициенты ошибки теряется из-за того, что лишь 3–6% блоков реконструированы достаточно точно, чтобы дать меньшую ошибку, чем предсказание по постоянной составляющей, вертикальное или горизонтальное предсказание. Однако, даже небольшая доля использования синтезированных кадров может дать ощутимый выигрыш по объёму кодированных данных в случае, если сцена обладает сложной геометрией и высокочастотными текстурами, кодирование которых стандартными предикторами даёт большую ошибку, о чём свидетельствуют полученные данные для последовательности со зданием.

Дополнительную сложность добавляет тот факт, что для корректного функционирования первых этапов SfM-конвейера необходимо наличие значительного параллакса между изображениями, что далеко не всегда встречается в реальных видеопоследовательностях. При отсутствии движения камеры алгоритм или отбрасывает кадры, потенциально содержащие новую информацию о сцене, или же пытается включить их в реконструкцию, вызывая рост ошибки.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Предложенная схема интеграции синтезированных при помощи SfM-алгоритмов изображений для внутрикадрового предсказания в кодеке H.264/AVC показала наличие выигрыша по объёму кодированного видеопотока на уровне 3-6% при сохранении метрик визуального качества. Этот результат свидетельствует о возможности применения такой схемы кодирования для сцен, имеющих параллакс, и характеризующихся сложными и высокочастотными текстурами, к примеру, видео с камер на движущихся объектах (беспилотные автомобили, летательные аппараты). Анализ качества реконструированных изображений свидетельствует о необходимости более тщательной оптимизации алгоритмов под задачи кодирования видео, в частности, для более качественной передачи текстур объектов. Дальнейшие исследования также включают в себя тестирование схемы для более широкого набора параметров кодера (различные размеры блоков, параметры квантования), и полную интеграцию в процесс кодирования/декодирования с тем, чтобы установить выигрыш от использования синтезированных изображений в условиях ограниченного набора исходных данных на стороне декодера.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Автор выражает благодарность ст. преподавателю кафедры Телевидения и видеотехники СПбГЭТУ «ЛЭТИ» Сергею Владимировичу Гроссу за ценные советы при проведении исследования и рекомендации по оформлению статьи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Hasseln Bakhshi Golestani, Jens Schneider, Mathias Wien, Jens Rainer Ohm. Point cloud estimation for 3D structure-based frame prediction in

video coding. // Proceedings – IEEE International Conference on Multimedia and Expo. 2017. July. С. 1267-1272.

[2] openMVG documentation // openMVG documentation! – openMVG library. 2018. URL: <https://openmvg.readthedocs.io/en/latest/> (дата обращения: 10.09.2018).

[3] cdcseacave/openMVS // Home cdcseacave/openMVS Wiki GitHub. 2018. URL: <https://github.com/cdcseacave/openMVS/wiki> (дата обращения: 30.09.2018).

[4] The H.264/AVC reference software // Karsten Suehring. 2018. URL: <http://iphome.hhi.de/suehring/> (дата обращения: 30.10.2018).

Интеллектуальная видеосистема контроля доступа домашних животных в частное домовладение

С. М. Баранова¹, П. С. Баранов²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹smbaranova@stud.eltech.ru, ²tv.labs@yandex.ru

Abstract. A television system is being developed to control the access of animals to a private household. The device allows you to identify the object recorded by the camera, and make a decision on admission. The device is designed using the SqueezeNet artificial neural network, the Raspberry Pi 3B single board computer and the camera module.

Keywords: artificial intelligence; machine vision; access control

I. ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМЫ.

В связи с участвовавшими случаями заболевания бешенством среди диких зверей возникла необходимость контроля доступа домашних животных в частное домовладение. Решением данной проблемы может стать интеллектуальная ТВ система, способная распознать объект, зафиксированный камерой, и принять решение о допуске.

II. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ ТВ СИСТЕМАХ

A. Задачи использования сверточных нейронных сетей.

Все задачи использования сверточных нейронных сетей (англ. *convolutional neural network*, *CNN*) относятся к трем классам [1]. Среди них – такие задачи, как идентификация объекта, семантическая сегментация, распознавание лиц, распознавание частей тела человека, семантическое определение границ, выделение объектов внимания на изображении и выделение нормалей к поверхности [2]. Их условно можно разделить на 3 уровня: от самых низкоуровневых задач до самых высокоуровневых задач.

На рис. 1 рассматриваются основные задачи сверточных нейронных сетей [3]:

- Определение границ – это самая низкоуровневая задача, для которой уже классически применяются сверточные нейронные сети.
- Определение вектора к нормали позволяет нам реконструировать трёхмерное изображение из двухмерного.
- Saliency, определение объектов внимания – это то, на что обратил бы внимание человек при рассмотрении этой картинки.
- Семантическая сегментация позволяет разделить объекты на классы по их структуре, ничего не зная об этих объектах, то есть еще до их распознавания.

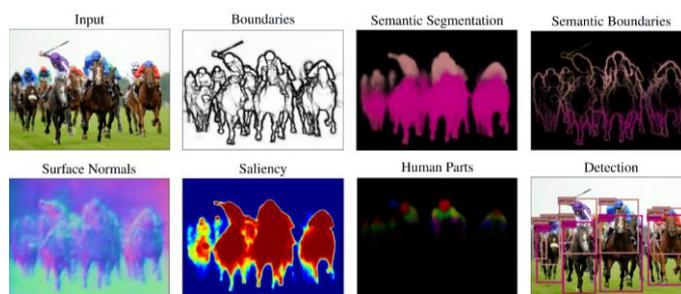


Рис. 1. Классические задачи для CNN

- Семантическое выделение границ – это выделение границ, разбитых на классы.
- Выделение частей тела человека.

- Распознавание самих объектов — самая высокоуровневая задача.

В. Точность распознавания.

Выбор модели нейросети обуславливается несколькими параметрами:

- ограничение аппаратного обеспечения;
- высокая точность распознавания;
- быстродействие.

Из-за наименьшего времени обработки изображения (рис. 2) для реализации в разрабатываемой системе была выбрана модель *SqueezeNet v.1.1*. Данная нейросеть обучена по датасету *ImageNet*, что позволяет работать с большим количеством типов объектов.

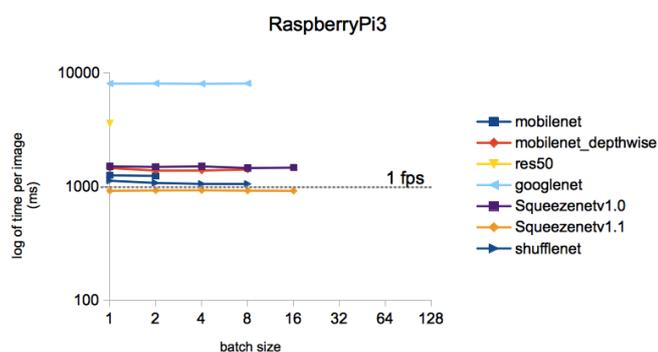


Рис. 2. Время обработки одного изображения

Точность распознавания у *SqueezeNet v.1.1* высокая, но сильно зависит от положения объекта. Если на первом изображении (рис. 3) нейросеть распознала объект как кота, то на втором — ошиблась из-за сложного расположения.



Рис. 3. Пример работы SqueezeNet v.1.1

С. Возможности использования интеллектуальной видеосистемы

Для повышения вероятности правильного распознавания объекта необходимо правильно расположить ТВ камеру, чтобы формируемые изображения были максимально схожи с используемыми при обучении нейросети. Предлагается располагать ТВ камеру рядом со специальным проходом во входной двери, который используется домашними животными для возвращения внутреннее помещения дома. Такое расположение позволяет получать изображения с высокой детализацией объекта, так как он располагается близко к ТВ камере, а также ракурс съемки обеспечивает получение наиболее репрезентативных областей объекта (глаза, усы, уши, нос и т.д.).

Для распознавания животных необходима способность системы работать в условиях отсутствия освещения. Поэтому используется ТВ камера без инфракрасного фильтра и инфракрасная подсветка. Это позволяет распознавать объекты в любое время суток.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] DeepDetect performance report / Emmanuel Benazera // [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://github.com/jolibrain/dd_performances
- [2] Hubel D.H. Brain mechanisms of vision. / D. Hubel, T. Wiesel // Scientific American, 1979. P. 150-162.
- [3] Нейронные сети: практическое применение / Наталия Ефремова // [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.highload.ru/2016/abstracts/2417.html>

Малогабаритный лидар для систем ориентации в пространстве

Ф. В. Беляков

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
fvbelyakov@stud.eltech.ru

П. С. Баранов

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
tv.labs@yandex.ru

Abstract. Compact TV system for environment orientation is being designed. A survey on methods of plotting images which contain information of a distance to objects has been conducted in this article. Use of ToF sensors performing a phase method of distance calculation seems most prospective.

Keywords: LIDAR; structured light; triangulation; time-of-flight camera; stereo vision

II. ОБЗОР СИСТЕМ 3D ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВА

На данный момент представлено несколько устройств и методов получения информации о глубине пространства, которым находят применение в различных сферах жизни человека, будь то промышленность или развлечения. Их применяют для составления трехмерной картины окружающего мира.

Одним из таких методов является лазерная триангуляция, представляющая из себя метод 3D-моделирования изображения, при котором используются:

- проектор в виде лазера, который излучает прямую линию на объект моделирования;
- датчик, в данном случае – камера, который фиксирует лазерную проекцию на объекте;
- программное обеспечение, которое обрабатывает полученное изображение;
- механизм,двигающий либо объект, либо саму систему «датчик-лазер».

Лазерная триангуляция используется на большом производстве, в частности на литейных заводах, а также в кузне [1].

Следующим методом является структурированный свет. Данный метод строится на взаимодействии двух инструментов:

- излучатель – устройство, проецирующее на ограниченное пространство заданный структурированный шаблон. Этот шаблон может представлять из себя упорядоченные разноцветные вертикальные полосы, либо градации серого и т.п.;

- камера, которая, снимая с другой перспективы, фиксирует направление и величину искажений проекции шаблона.

Данной технологии нашлось применение во многих областях. Например, в первом поколении бесконтактного игрового контроллера Kinect, представленного для игровой консоли Xbox 360 [2].

Также известна технология, называемая стереозрением. Для осуществления подобного метода необходима пара камер, расположенных на расстоянии, называемом стереобазой. Для того, чтобы они верно могли составить карту глубины пространства, предварительно их необходимо откалибровать. После происходит съемка пространства, затем на основе изображений от камер составляется карта несоответствия.

Данный метод широко используется в робототехнике. Стереозрение позволяет роботам определить расстояние до объекта [3].

Также существует технология, называемая времяпролетной камерой (Time-of-Flight camera, ToF).

Структура данной системы представляет собой взаимодействие двух устройств:

- источник модулированного светового излучения;
- КМОП-камера, на которую попадает отраженное от объектов излучение;

Система работает по определенному принципу: источник освещает ограниченное пространство, и излучение, которое отразилось от объектов в определенном радиусе действия, через короткий промежуток времени попадает на светочувствительную матрицу.

Времяпролетные камеры находятся сейчас в постоянном развитии, и постепенно им находят применение все в новых сферах. Например, описанный выше контроллер Kinect первого поколения, который использовал технологию структурированного света, получил итерацию, которая работает на основе измерения времени пролета света. Также технология ToF

применяется в медицине. ToF-камеры помогают оптимально разместить пациента при проведении магнитно-резонансной томографии или компьютерной томографии. Положение пациента фиксируется плотным множеством точек, называемым облаком точек, состоящим из векселей, и сравнивается с контрольным изображением. Цель сравнения состоит в том, чтобы разместить пациента точно так же, как эталонном изображении [4].

ТАБЛИЦА II СРАВНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ 3D ВИЗУАЛИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВА

Параметр	Стереозрение	Лазерная триангуляция	Структурированный свет	Времяпролетная камера
Программная сложность	Высокая	Высокая	Средняя	Низкая
Стоимость	Низкая	Высокая	Высокая	Средняя
Точность в определении глубины	Низкая	Очень высокая	Высокая	Средняя
Время отклика	Среднее	Большое	Большое	Малое
Дальность действия	Ограниченная	Низкая	Изменяемая	Изменяемая
Энергопотребление	Низкое	Среднее	Среднее	Изменяемое
Производительность в слабоосвещенном пространстве	Слабая	Хорошая	Хорошая	Хорошая
Производительность в яркоосвещенном пространстве	Хорошая	Средняя	Слабая	Хорошая

III. МЕХАНИЗМ РАБОТЫ ВРЕМЯПРОЛЕТНОЙ КАМЕРЫ

Существует три основных типа времяпролетных камер, и каждому соответствует определенная технология:

- Импульсная модуляция (рис. 2). Технология, описанная выше. Излучается импульс, и на его обратном пути замеряется точное время возвращения. Этот метод позволяет одновременно получать плотное множество точек и карты глубин, а также профиль интенсивности и таблицы точности в режиме реального времени [6]. Механизм данного метода (рис. 1) заключается в том, что источник света излучает в течение короткого периода (Δt), и отраженная энергия отбирается в каждом пикселе, одновременно используя два внефазных окна, C_1 и C_2 , с тем же периодом. Электрические заряды, собранные в этих выборках, Q_1 и Q_2 , измеряются и используются для расчета дистанции, используя формулу:

$$d = \frac{1}{2} c \Delta t \left(\frac{Q_2}{Q_1 + Q_2} \right)$$

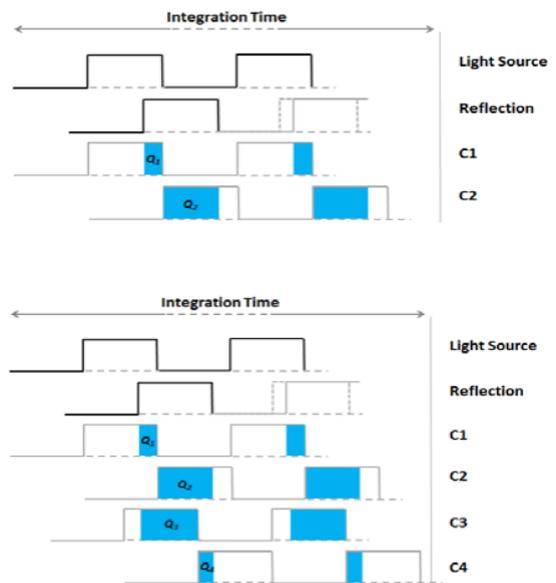


Рис. 1. Механизмы работы импульсной модуляции (сверху) и постоянной модуляции (снизу) времяпролетной камеры

- Постоянная модуляция (рис. 2). Излучатель посылает модулированную волну, и при ее отражении замеряется фазовый сдвиг, который путем вычислений преобразуется в значение дистанции до объекта. Более детально механизм данного метода (рис. 1) заключается в том, что собираются несколько выборок за период измерения, каждая из которых сдвинута по фазе на 90° [5]. Таким образом, получается четыре выборки. При использовании данной технологии фазовый угол между излученным и отраженным светом, ϕ , и дистанция, d , могут быть рассчитаны при помощи формул:

$$\phi = \arctan \left(\frac{Q_3 - Q_4}{Q_1 - Q_2} \right)$$

$$d = \frac{c}{4\pi f} \phi$$

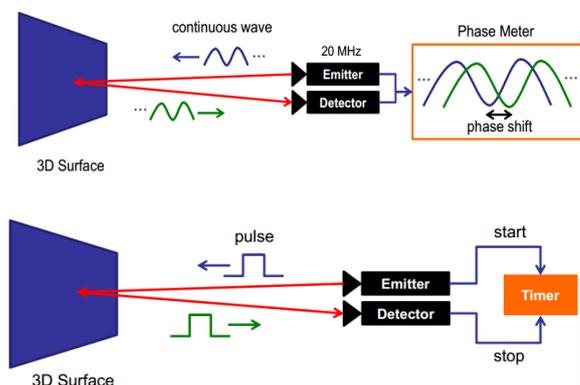


Рис. 2. Импульсная (сверху) и постоянная (снизу) модуляция времяпролетной камеры.

- Дальномер. Технология заключается в том, что перед камерой стоит затвор (электронный или механический). В определенный момент времени затвор открыт, и включается освещение сцены. Через некоторый промежуток времени затвор закрывается. Как мы знаем, чем дальше объект находится от камеры, тем больше времени необходимо свету, чтобы, отразившись от объекта, попасть на матрицу. Таким образом, чем ближе объект, тем он ярче, т.к. с него на матрицу попадает больше фотонов, чем с дальних объектов, от которых свет не успел вернуться до закрытия затвора [7].

К методу ToF также относится технология ЛИДАР (Light Detection And Ranging, LiDAR). Она основана на использовании времяпролетной камеры с импульсной модуляцией. Лидарам находят применение во многих сферах, где требуется сканирование достаточно объемного пространства. Например, данная технология используется в беспилотном транспорте. Лидар измеряет местность на 360°, тем самым помогая компьютеру, управляющему машиной, ориентироваться в пространстве и избегать столкновений с другим транспортом и пешеходами. Также, если все-таки авария произошла, лидар используют для запечатления всей сцены для дальнейшего детального расследования в служебных кабинетах. Кроме того, лидар используют в археологии и геологии, в метеорологии и архитектуре, в военном деле и планировании туризма[6].

IV. ПРИМЕРЫ ОБРАЗЦОВ МАЛОГАБАРИТНЫХ ЛИДАРОВ

В последние пять лет появился тренд миниатюризации среди разработчиков времяпролетных камер. Энергоэффективность устройств растет, при этом их размер и цена – уменьшаются.

Передо мной стоит задача разработать времяпролетную камеру, которая бы позволила измерять пространство вокруг, при этом быть мобильной и доступной в финансовом плане.

В настоящее время изготавливаются малогабаритные лидары. Они стоят дешевле большего размера аналогов,

что делает их более доступными с материальной точки зрения. Компаниями-изготовителями чипсетов для таких камер, например, выступают Texas Instruments и Melexis. TI выпускает сенсор OPT8320 (рис. 3). Он обладает разрешением 80x60 точек, а также способен распознавать объекты на расстоянии до 7–10 метров. Относительно хорошая детализация обеспечивается при удалении от объекта на 0,2–2 метра.

Также Texas Instruments выпускает сенсоры OPT8241, которые обладают улучшенными характеристиками, например имеют разрешение 320x240 точек, однако имеют больший размер и стоят дороже. Как альтернативный вариант, у Melexis есть аналог данного чипсета – MLX75023.

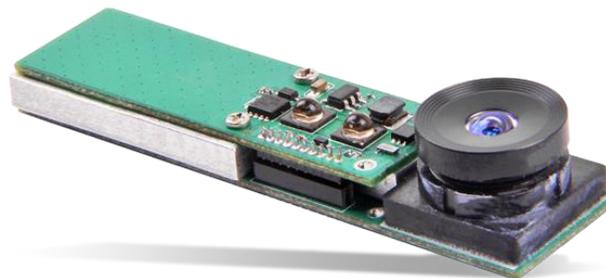


Рис. 3. Времяпролетная камера на основе OPT8320

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] <https://senseit.nl/tech-talk-laser-triangulation/>
- [2] <http://robotosha.ru/robotics/structured-light-kinect.html>
- [3] <http://robodem.com/stereo>
- [4] <http://secuteck.ru/articles2/videonabl/vremyaproletnyy-metod-sovremennoe-sostoyanie-razvitiya-tof-tehnologii-i-ee-primenenie-v-3d-sistemah/>
- [5] <http://www.ti.com/lit/wp/sloa190b/sloa190b.pdf>
- [6] <https://grindgis.com/data/lidar-data-50-applications>
- [7] <https://habr.com/ru/post/224605/>

Алгоритм машинного обучения для анализа медицинских изображений

С. А. Пулатов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
kevin777668@gmail.com

Abstract. The article is a review of one of the possible methods for detecting bleeding in digital medical images - the support vector machine. The article describes the principle of operation of this algorithm. An example of detecting bleeding using this method is given.

Keywords: machine learning; support vector machine; endoscopy

В современных видеоэндоскопических системах важной задачей является своевременное обнаружение кровотечений на цифровых медицинских снимках. Кровотечение является важным маркером наличия таких опасных заболеваний, как, например, язвенная болезнь желудочно-кишечного тракта, опухолей и т.п.

В последнее время активно развивается технология капсульной эндоскопии. Это обследование кишечника на всем протяжении с помощью одноразовой видеокапсулы. Миниатюрная капсула размером с таблетку имеет автономный источник света, видеокамеру и передатчик видеосигнала. После проглатывания пациентом капсула регистрирует непрерывное изображение слизистой оболочки кишечника на всем его протяжении, которое передает на записывающее устройство, закрепленное на поясе пациента [1].

Для обычной эндоскопии доступны только некоторые участки желудка и кишечника. Капсула позволяет получить видеоданные для всех отделов ЖКТ, а автоматический анализ изображений, позволяет детектировать факт кровотечения без непосредственного участия врача. Существенным преимуществом данного исследования является возможность существенного облегчения работы врачей и повышение точности и скорости диагностики жизнеугрожающих заболеваний.

Способ обнаружения кровотечения на цифровых снимках основан на одном из методов искусственного интеллекта – машинном обучении.

В машинном обучении объектом x называется величина, для которой нужно сделать предсказание. Пространство объектов \mathbb{Z} – это множество всех возможных объектов для которых понадобится делать предсказание. Ответом $y = y(x)$ – называется величина,

которую нужно предсказать. Пространство ответов \mathbb{N} – это множество всех возможных ответов.

Признак – числовая характеристика объекта, а совокупность признаков d называется признаковым описанием объекта:

$$x = (x^1, x^2, \dots, x^d),$$

где x^i – число, элемент множества. Центральным понятием машинного обучения является обучающая выборка:

$$X = (x_i, y_i)_{i=1}^l,$$

где x^i – объект обучающей выборки, y_i – истинный ответ.

Алгоритмом $a(x)$ называется функция которая отображает пространство объектов в пространство ответов. Функционал ошибки $Q(a, X)$, где a – алгоритм, X – выборка. Это характеристика качества алгоритма, она возвращает некоторое значение того, насколько хорошо работает алгоритм на данной выборке.

Задача обучения состоит в подборе такого алгоритма a на котором достигается минимум функционала ошибки:

$$Q(a, X) \rightarrow \min_{a \in A},$$

где A – семейство алгоритмов. Один из алгоритмов, позволяющий обнаруживать кровотечения на медицинских снимках – это метод опорных векторов или SVM (support vector machine) [2]

Предполагается, что есть два типа объектов: один класс – связан со здоровыми участками, исследуемых органов, а другой класс соответствует к участкам с признаками кровотечения. Эти точки имеют вид: $\{(x_1, c_1), (x_2, c_2) \dots (x_n, c_n)\}$ где c_i – принимает значение 1 или -1, в зависимости от того, какому классу принадлежит точка x_i . Каждое x_i – это p -мерный вещественный вектор, нормализованный значениями $[-1, 1]$. Требуется, чтобы алгоритм метода опорных векторов классифицировал вышеуказанные классы таким же образом. Для этого надо построить разделяющую гиперплоскость, которая имеет вид:

$$w * x + b = 0$$

Вектор w – орпендикуляр к разделяющей гиперплоскости. Параметр равен по модулю расстоянию от гиперплоскости до начала координат.

Для наилучшего разделения, необходимо использовать опорные вектора и гиперплоскости, параллельные оптимальной и ближайшие к опорным векторам двух классов. Эти параллельные гиперплоскости могут быть описаны следующими уравнениям:

$$\begin{aligned} w * x - b &= 1 \\ w * x + b &= -1 \end{aligned}$$

Если обучающая выборка линейно делима, то можно выбрать гиперплоскости таким образом, чтобы между ними не лежала ни одна точка обучающей выборки и затем максимизировать расстояние между гиперплоскостями. Ширину полосы между ними легко

найти из соображений геометрии, она равна $\frac{2}{|w|}$. Таким образом? основная задача – минимизировать $|w|$. Чтобы исключить все точки из полосы, необходимо убедиться, что для всех i выполняется:

$$c_i * (w * x - b) \geq 1, 1 \leq i \leq n [3,4].$$

Применение метода опорных векторов позволяет дифференцировать здоровые и патологически измененные участки органов, тем самым оптимизируя процесс медицинской диагностики кровотечений из желудочно-кишечного тракта.

В результате данного исследования были получены следующие результаты:

1. Была создана база из двухсот эндоскопических изображений, взятых из библиотеки Kvasir.

2. Произведена разметка в областях, где были обнаружены кровотечения (рис. 1).

3. Реализован алгоритм машинного обучения – метод опорных векторов (рис. 1).

Проведенный эксперимент показал, что точность, получаемая при применении метода опорных векторов, достигает 0,90. В дальнейшем планируется увеличить данную метрику до 0,97.

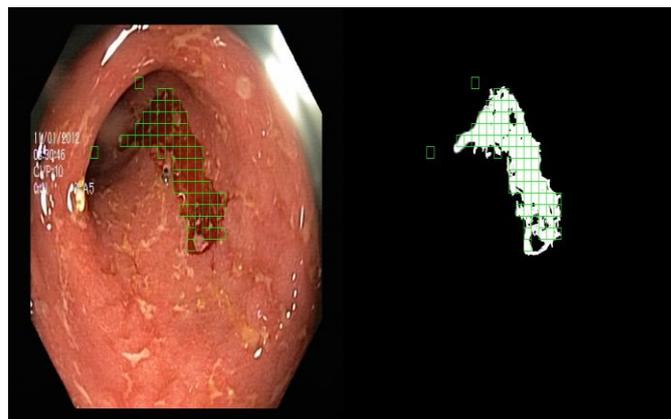


Рис. 1. Разметка и распознавание кровотечений

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] URL:<http://www.smclinic.ru/diagnosis/endoskopiya/kapsulnaya-endoskopiya/> (дата обращения 15.04.2019)
- [2] URL: www.machinelearning.ru (дата обращения 15.04.2019).
- [3] Пористые. Воронцов К. В. Лекции по методу опорных векторов 21 декабря 2007 года. URL: www.ccas.ru/voron/download/SVM.pdf (дата обращения 16.04.2019)
- [4] Ветров Д.П., Кропотов Д.А. Байесовские методы машинного обучения: Учебное пособие. Москва, 2007 г.

Разработка алгоритма предобработки цифровых изображений документов для повышения точности распознавания текста

Я. В. Аксенкин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
staeros22@gmail.com

Abstract. An algorithm has been developed in a programmable Python environment that prepares digital images of documents to improve text recognition accuracy. Also photos of the results of the developed algorithm are shown.

Keywords: image processing; text recognising; OCR

Проблема распознавания текста очень актуальна в современном мире, особенно при реализации различных систем банков, таможенного контроля, правоохранительных органов, а также почти везде, где ведется работа с большими объемами текста.

Для распознавания текста применяются системы оптического распознавания текста – OCR. В данной работе использовался Tesseract OCR т.к. является лучшей системой оптического распознавания текста, находящейся в свободном доступе.

Tesseract [1] – свободная система оптического распознавания текста, на данный момент принадлежащая Google, разработанная Hewlett-Packard в период с 1985 и по 1994 год.

Зачастую, изображения документов имеют различные факторы, которые мешают точному распознаванию текста, это могут быть шумы на цифровом изображении, рисунки или цветной фон документа, а также гильоширная сетка.

Гильоширная сетка – это элемент защиты документов от фальсификации, с помощью лазерной гравировки на документ наносится защитная сетка, которая исключает возможность подделки печати.

Таким образом, для уменьшения влияния вышеперечисленных факторов и для повышения точности, в задаче распознавания текста часто применяется предобработка изображения различными фильтрами.

В эксперименте использовалась выборка объемом 50 изображений. Глубиной цвета 24 бита, с разрешением от 74 на 34 до 321 на 95.

Изначально, без какой-либо предобработки точность распознавания составляла 34%. Для повышения точности был разработан алгоритм предобработки, включающий

последовательное использование нескольких цифровых фильтров. Первыми шагами предобработки являются изменение размеров изображения методом бикубической интерполяции с последующей билатеральной фильтрацией.

Бикубическая интерполяция [2] – является естественным продолжением билинейной и рассматривает уже массив из 4*4 окружающих пикселей. Поскольку они находятся на разных расстояниях от неизвестного пикселя, ближайшие пиксели получают при расчёте больший вес. Значение яркости, которое будет приписано точке (x,y), определяется соотношением:

$$v(x, y) = \sum_{i=0}^3 \sum_{j=0}^3 a_{ij} x^i y^j,$$

где a_{ij} находятся из системы 16 уравнений с 16 неизвестными, выписанной для шестнадцати ближайших соседей точки (x, y).

Билатеральный фильтр [3] – нелинейный фильтр сглаживания изображения с сохранением четких границ, результатом работы которого является вычисление интенсивности каждого пикселя как взвешенное среднее интенсивностей соседних пикселей. Вес, связанный с каждым соседним пикселем, изменяется в соответствии со значениями на пространственной плоскости изображения d и на ранговой составляющей r (ось интенсивности) это позволяет сохранить четкие границы изображения. Выходное значение яркости отфильтрованного изображения в точке (i,j) находится по формуле:

$$Y(i, j) = \sum_{l=-N}^N \sum_{k=-M}^M H(i, j; l, k) X(l, k)$$

$H(i, j; l, k)$ – ядро билатерального фильтра.

$X(i, j)$ – значение интенсивности в точке (i, j) исходного изображения.

Само ядро билатерального фильтра имеет вид:

$$H(i, j, l, k) = \begin{cases} w^{-1}(i, j) e^{-\frac{((l-i)^2 + (k-j)^2)}{2\sigma_d^2}} e^{-\frac{(X(l, k)^2 - X(i, j))^2}{2\sigma_d^2}}, & (l, k) \in \Lambda_{i, j} \\ 0, & (l, k) \notin \Lambda_{i, j} \end{cases}$$

где $\Lambda_{i, j}$ – скользящее окно фильтрации.

σ_d^2 – пространственная дисперсия.

σ_r^2 – ранговая дисперсия.

$w_{i, j}^{-1}$ – коэффициент нормировки, имеющий следующий вид:

$$w(i, j) = \sum_{l=i-N}^N \sum_{k=j-M}^M e^{-\frac{((l-i)^2 + (k-j)^2)}{2\sigma_d^2}} e^{-\frac{(X(l, k)^2 - X(i, j))^2}{2\sigma_d^2}}$$

Он нужен для выравнивания средней яркости на изображении. На рис. 1 показана работа билатерального фильтра на примере изображения из исследуемой выборки (сверху – до, снизу – после фильтрации).



Рис. 1. Демонстрация работы билатерального фильтра

Следующим шагом обработки является адаптивная пороговая обработка.

Адаптивная обработка изображения (adaptive threshold) [4] – один из методов обработки изображения, позволяющий решить проблему обнаружения границ образа. Адаптивная обработка, в отличие от обработки с глобальным порогом, лучше справляется в ситуациях, когда на изображении имеются области, имеющие разные условия освещения в разных областях. В этом алгоритме порог рассчитывается для малых областей изображения, таким образом, мы имеем пороги для различных областей одного изображения, что дает лучшие результаты. Пример работы адаптивной обработки представлен на рис. 2

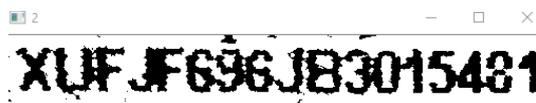


Рис. 2. Демонстрация работы адаптивной обработки

После применения разработанного алгоритма на изображениях, точность распознавания повысилась и составляет 52%.

В дальнейшем планируется доработать данный алгоритм и приблизить точность к 80%.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] URL: <https://github.com/tesseract-ocr/tesseract/blob/master/README.md>
- [2] Гонсалес Р., Вудс Р. «Цифровая обработка изображений» / Третье издание. Москва 2012 г.
- [3] Филиппов М.В., Ермилова О.С. Быстрый метод билатеральной фильтрации изображений. МГТУ им Н.Э. Баумана. Кафедра ПОЭВМииИТ(ИУ7)
- [4] URL: https://docs.opencv.org/3.4.0/d7/d4d/tutorial_py_thresholding.html

Анализ видеоданных в телевизионной системе диагностики меланомы

С. С. Нестеров
АО «НИИ «Вектор»
vrednaya162@gmail.com

Abstract. Detection the difference between melanoma and other skin lesions is a difficult task, for its solving it is necessary to conduct laboratory test. There are certain visual signs of a melanoma, but even experienced dermatologists have difficulties in distinguishing melanoma from other pigmented benign skin lesions. This problem has led to additional laboratory diagnostics, which would improve the clinical melanoma recognition. Thus, interest has been raised to automatic melanoma recognition systems for dermatologists assistant at various analysis stages.

This work is dedicated to the development and research the automatic melanoma diagnosis method based on image analysis. The method allows us to estimate the asymmetry of pathology area. Asymmetry is one of the major signs indicating that the tumor is malignant. The method is intended for application in the television diagnostic system. To test the method a verified database of real images (La Roche-Posay (Laboratoire Pharmaceutique)) consisting of 50 samples has been used. Conducted computer simulations showed method sensitivity – 0.87; method specificity – 0.85.

Keywords: melanoma; automatic diagnosis method; image processing; television diagnostic system; image segmentation

I. ВВЕДЕНИЕ

Цифровая обработка изображений – интенсивно развивающаяся научная область, которая находит все более широкое применение в различных информационных технических системах. Многие отрасли техники, имеющие отношение к получению, обработке, хранению и передаче информации, в значительной степени ориентируются в настоящее время на развитие систем, в которых информация имеет характер изображений. Одной из таких областей, где широко применяются методы цифровой обработки изображений, является медицина, в частности, дерматология, где цифровую обработку изображений используют для диагностики меланомы.

Меланома – это злокачественная опухоль, которая развивается из пигментных клеток. Она является самой агрессивной из всех известных злокачественных опухолей, может распространяться на все части тела через лимфатическую систему или кровь, т.е. быстро образует метастазы, после чего считается практически неизлечимой. При этом если меланому распознать на ранней стадии, то после ее удаления пациент в большинстве случаев полностью выздоравливает. Следовательно, ранняя

диагностика меланомы является важнейшим вопросом для дерматологов.

Однако различие между меланомой и другими поражениями кожи является трудной задачей, необходимо проводить тщательное лабораторное исследование. Существуют определенные визуальные признаки, указывающие на меланому, но даже опытные дерматологи сталкиваются с трудностями при отличии ее от других пигментных поражений кожи, которые являются доброкачественными.

На самом деле, чувствительность и специфичность клинического визуального исследования составляют лишь около 65% и 75% соответственно. Эта проблема привела к необходимости дополнительной диагностики, которая могла бы облегчить клиническое распознавание меланомы. Таким образом, был повышен интерес к автоматизированным системам для распознавания меланомы в качестве опоры для дерматологов на различных этапах анализа.

Главной задачей разрабатываемых методов является обеспечение высокой специфичности и чувствительности. Под чувствительностью понимается доля позитивных результатов теста в группе больных пациентов, а под специфичностью – доля негативных результатов теста в группе здоровых пациентов.

На сегодняшний день разрабатываются различные методы для автоматических систем распознавания меланомы, однако они имеют недостаточно высокие показатели специфичности и чувствительности. Следовательно, для повышения точности автоматических методов диагностики необходимо разрабатывать новые и улучшать уже существующие алгоритмы.

Данная работа посвящена разработке и исследованию метода диагностики меланомы на основе анализа изображений. Метод позволяет оценить асимметрию новообразования. Асимметрия является одним из основных признаков, указывающих на то, что новообразование является злокачественным. При этом дерматологи оценивают асимметрию новообразования, учитывая его форму и текстуру, поэтому разработанный метод объединяет в себе две оценки асимметрии – по форме и по текстуре тканей.

II. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ОЦЕНКИ АСИММЕТРИИ

Существует ряд методик для диагностики меланомы на ранних стадиях. Наиболее часто используемыми методиками являются правило ABCD [1], правило Мейнца и правило семи точек [2]. Одним из основных критериев правила ABCD и правила Мейнца является асимметрия новообразования.

В данной работе, с целью повышения точности диагностики для оценки асимметрии новообразования по методике ABCD, разрабатывается алгоритм оценки асимметрии формы, который объединяется с алгоритмом оценки асимметрии текстуры.

Для оценки асимметрии изображения новообразования в рамках данной работы решаются следующие задачи:

- сегментация изображения с целью выделения области интереса;
- оценка асимметрии области интереса по форме;
- оценка текстурной асимметрии области интереса;
- постановка решающего правила с учетом оценок асимметрии по форме и по текстуре.

Метод предназначен для использования в телевизионной системе для помощи специалисту в постановке диагноза. Исходными данными являются реальные изображения новообразований кожи.

A. Алгоритм сегментации области интереса

Алгоритм сегментации включает следующие шаги:

- реализуется пересчет цветовых координат элементов изображения из системы RGB в систему цветоразностных координат YCrCb;
- производится медианная фильтрация для удаления мелких артефактов;
- находится значение порогового ограничения, с помощью метода Отсу. В соответствии с этим порогом производится бинаризация изображения;
- удаляются лишние участки выделения и закрываются пробелы;

Метод Отсу [3] ищет порог, уменьшающий дисперсию внутри класса, которая определяется как взвешенная сумма дисперсий двух классов:

$$\sigma_w^2(t) = \omega_1(t)\sigma_1^2(t) + \omega_2(t)\sigma_2^2(t),$$

где ω_i — это вероятности двух классов, разделенных порогом t ; σ_i^2 — дисперсия этих классов.

Минимизация дисперсии внутри класса равносильна максимизации дисперсии между классами:

$$\sigma_b^2(t) = \sigma^2 - \sigma_w^2(t) = \omega_1(t)\omega_2(t)[\mu_1(t) - \mu_2(t)]^2.$$

B. Алгоритм анализа асимметрии формы

Алгоритм анализа асимметрии включает в себя следующие шаги:

- нахождение осей симметрии для выделенной области изображения;
- поворот области изображения до совпадения положения осей симметрии с координатными осями;
- определение неперекрывающейся области относительно осей симметрии;
- расчет коэффициента асимметрии изображения.

Сперва следует определить положение горизонтальной и вертикальной осей симметрии для выделенной области изображения, соответствующей новообразованию. Для определения угла наклона осей симметрии области к осям координат принимают, что все блоки, на которое разбито исходное изображение, являются случайными величинами с нормальным законом распределения:

В этом случае форма образования может быть приблизительно описана как эллипс рассеивания Гаусса (рис. 1).

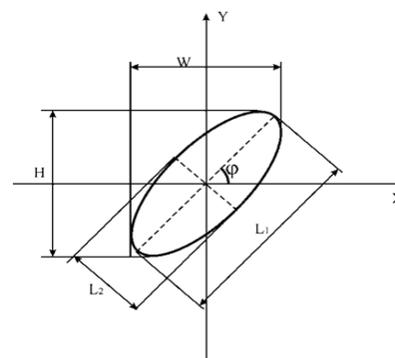


Рис. 1. Модель формы новообразования в виде эллипса

Представление в виде эллипсов обеспечивает оценку следующих параметров: положения центра тяжести объекта m_x, m_y , его линейных размеров L_1, L_2 (длины полуосей эллипса), коэффициента элонгации $elong = L_1/L_2$ угла наклона φ . Все перечисленные параметры могут быть определены на основе первых трех центральных моментов. Угол наклона большой и малой полуоси эллипса определяется параметрами ковариационной матрицы:

$$\varphi = \frac{1}{2} \arctg \left(\frac{2K_{xy}}{D_x D_y} \right),$$

$$\text{где } D_x = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - m_x)^2}{N-1}, \quad D_y = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - m_y)^2}{N-1},$$

$$K_x = \frac{\sum_{i=1}^N (x_i - m_x)(x_i - m_x)}{N-1}.$$

После этого изображение области интереса поворачивают таким образом, чтобы найденные полуоси эллипса совместились с координатными осями. Для этого используют матрицу поворота аффинного преобразования:

$$R_\varphi = \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi & 0 \\ -\sin \varphi & \cos \varphi & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

Далее определяют неперекрывающиеся области относительно горизонтальной и вертикальной оси и рассчитывают коэффициент асимметрии изображения по следующей формуле [4]:

$$AI = \frac{1}{4} \sum_{i=1}^2 \frac{\Delta A_i}{A_L},$$

где ΔA_k – площадь неперекрывающихся областей, $i = \{\text{горизонталь, вертикаль}\}$; A_L – общая площадь новообразования.

Значение этого коэффициента варьируется от 0 до 1. Индекс асимметрии AS_k при этом будет принимать значение 0 при условии, что значение коэффициента AI не будет превышать 0,1, и значение 1 в противном случае.

На рис. 2 представлен результат работы программы по оценке асимметрии формы новообразования.

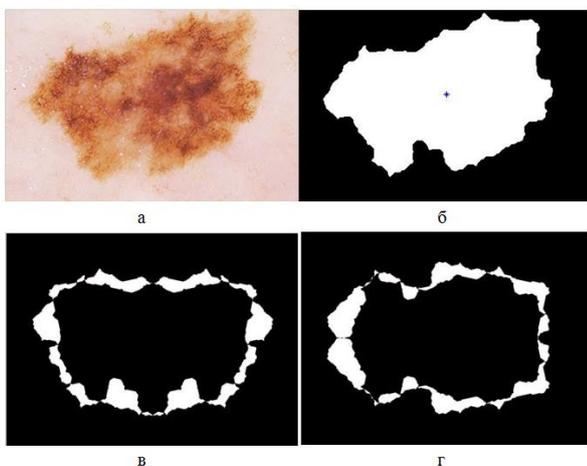


Рис. 2. а) исходное изображение новообразования; б) результат сегментации; в) результат наложения при отражении относительно вертикальной оси; г) результат наложения при отражении относительно горизонтальной оси

С. Алгоритм анализа текстурной асимметрии

Алгоритм включает в себя следующий шаги:

- обработка изображения с целью подчеркивания высокочастотной составляющей;
- разбиение полученного изображения на блоки;
- оценка уровня детальности;
- оценка асимметрии текстуры.

Для подчеркивания высокочастотной составляющей используется операция морфологического градиента, которая основывается на двух базовых морфологических операциях: дилатации и эрозии [5].

Операция дилатации обозначается как $(A \oplus B)$, где A и B множества целочисленного пространства. В основе данной операции лежит получение центрального отражения множества B относительно его начала координат и затем сдвиг полученного множества. Операция эрозии обозначается как $(A \ominus B)$, где A и B так же множества целочисленного пространства. Эрозия множества A по примитиву B – это множество всех таких точек, при сдвиге в которые множество B целиком содержится в A . Морфологический градиент описывается следующей формулой:

$$MG(L) = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 [((L \oplus S_i) - (L \ominus S_i)) \ominus S_{i-1}],$$

где S_i – группа квадратных структурных элементов. Размер S_i равен $(2i+1)(2i+1)$ пикселей для $0 \leq i \leq 3$. Согласно этому, значения градиентов рассчитывают трижды с использованием структурных элементов различной размерности, а затем результаты складывают.

Данный метод показал наилучшие результаты, так как морфологические операции применяются к блокам пикселей различной величины, т.е. по причине своей многомасштабности.

Для характеристики неоднородности блока изображения используется оценка из группы статистических методов, сформированная на основе меры Розенфельда-Троя [26], которая представляет собой сумму яркостей пикселей в блоке контурного препарата:

$$D(x_k, y_l) = \frac{\sum_{j=1}^M \sum_{i=1}^N \Lambda(x_k + i, y_l + j)}{NM},$$

где $\Lambda(x, y)$ – яркость пикселя в препарате, полученном из исходного изображения в результате многомасштабного морфологического дифференцирования; x_k, y_l – координаты левого верхнего угла фрагмента (блока) изображения; k, l – номер блока по горизонтали и вертикали; N, M – число пикселей по горизонтали и вертикали во фрагменте.

После подчеркивания высокочастотной составляющей изображения и разбиения его на фрагменты заданного размера получают карты детальности, которые используют для перехода от непрерывной оценки детальности к дискретной – необходимой для определения асимметрии. Дискретная оценка получена путем разбиения интервала яркостей на пять уровней.

Принцип оценки текстурной асимметрии сходен с оценкой асимметрии формы. Относительно найденных ранее осей симметрии определяется площадь неперекрывающихся областей. Принято, что блок является

неперекрывающимся, если симметричный ему по положению блок имеет другую дискретную оценку детальности. Эта оценка основывается на суммарной яркости в каждом блоке контурного препарата, после чего полученные значения квантуются. Коэффициент асимметрии текстуры описывается следующей формулой:

$$AI = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^2 \frac{\Delta N_i}{N_L},$$

где ΔN_i – это количество неперекрывающихся блоков; $i = \{\text{горизонталь, вертикаль}\}$; N_L – это общее количество блоков изображения.

На рис. 3 показан результат работы программы по оценке асимметрии текстуры новообразования.

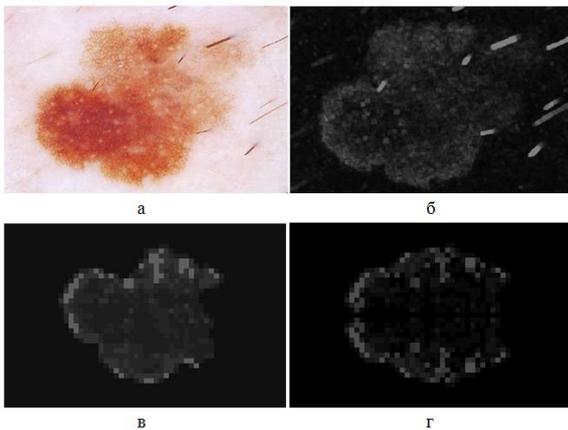


Рис. 3. а) исходное изображение новообразования; б) контурный препарат; в) карта детальности; г) результат наложения при отражении относительно горизонтальной оси

D. Процедура формирования итогового индекса

В результате получают четыре оценки индекса асимметрии AS_k . Для методики ABCD необходимо указать количество осей, относительно которых новообразование асимметрично, при этом максимальное значение равно 2. Нахождение этого параметра на основе полученных индексов асимметрии получают следующим образом:

$$A = \begin{cases} \sum_{i=1}^4 AS_i, & \text{если } \sum_{i=1}^4 AS_i < 2 \\ 2, & \text{если } \sum_{i=1}^4 AS_i \geq 2 \end{cases},$$

где AS_i – один из индексов асимметрии, A – суммарный индекс асимметрии.

E. Оценка основных показателей разработанного метода

Метод был реализован в специально разработанном программном обеспечении.

Для тестирования метода была использована база изображений фирмы La Roche-Posay (Laboratoire Pharmaceutique), включающая в себя 20 изображений с

симметричными новообразованиями, 12 изображений с несимметричными новообразованиями относительно одной оси и 18 изображений с несимметричными новообразованиями относительно обеих осей.

По результатам экспериментального исследования задача сегментации решена корректно для 90% образцов. Ошибка сегментации составила не более 10%.

Чувствительность определяется как отношение количества верно оцененных асимметричных новообразований к их общему количеству. Специфичность определяется как отношение количества верно оцененных симметричных новообразований к общему количеству симметричных новообразований. Показатели выражаются в процентах. Чувствительность и специфичность разработанного метода составили 87% и 85% соответственно.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы были разработаны и исследованы следующие алгоритмы для автоматической диагностики меланомы на основе анализа изображений:

- алгоритм сегментации изображения;
- алгоритм оценки асимметрии области интереса по форме;
- алгоритм оценки асимметрии области интереса по текстуре.

Исследование алгоритма сегментации показало, что задача сегментации решается корректно для 90% образцов, ошибка сегментации составляет не более 10%.

При оценке асимметрии новообразования было объединено два алгоритма оценки – по форме и по текстуре, полученная в результате экспериментального исследования оценка чувствительности предложенного метода 87%, специфичность 85%, что позволяет сделать вывод об эффективности и работоспособности алгоритмов.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаю особую благодарность Обуховой Н. А. за оказанную помощь при написании данной работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Amaliah B., Faticah C., Widyanto R. ABCD feature extraction of image dermatoscopic based on morphology analysis for melanoma skin cancer diagnosis // Jurnal Ilmu Komputer dan Informasi. 2010. Vol. 3, №2. P. 82-90.
- [2] Johr R. H. Dermoscopy: Alternative Melanocytic Algorithms—The ABCD Rule of Dermoscopy, Menzies Scoring Method, and 7-Point Checklist // Clinics in Dermatology. 2002. Vol. 20, №3. P. 240–247.
- [3] Otsu N. A threshold selection method from gray-level histogram // IEEE Transaction on System, Man and Cybernetics. 1979. Vol. 9, №1. P.62-66.
- [4] Zagrouba E., Barhoumi W. A Preliminary Approach for the Automated Recognition of Malignant Melanoma // Image Analysis and Stereology. 2004. Vol. 23, №2. P. 121-135.
- [5] Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2005. 1070 с.

Секция 9. «Электроника: физические процессы, технологии, приборы и устройства»

Метод ренормализационной группы и структурный фазовый переход в NbO₂

К. Б. Варнашев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
k.varnashev@mail.ru

Abstract. Critical thermodynamics of the structural phase transition in crystal NbO₂ is studied within the framework of the renormalization group (RG) approach using dimensional regularization and the minimal subtraction (MS) scheme. Four-loop expansions for RG functions (β -functions and critical exponents) are calculated and the structure of eigenvalues of the stability matrix at fixed points is investigated. Four-loop expansion for the critical dimensionality N_c is obtained. Numerical estimates for the critical exponents governing the behavior of the thermodynamic functions at the structural phase transition point are found using the Borel-Leroy resummation method combined with a conformal mapping. High-precision numerical estimates obtained are shown to be in accordance with experimental data as well as with those estimates obtained earlier in the framework of substantially different theoretical approaches. All this allows us to talk about building a quantitative theory of critical behavior of the structural phase transition in the above-mentioned real substance.

Keywords: critical thermodynamics; structural phase transition; fluctuation Hamiltonian; renormalization group; order parameter; critical exponents; critical dimensionality; fixed points; resummation

Критическая термодинамика различных твердотельных систем (реальных кристаллов), испытывающих магнитные, сверхпроводящие или структурные фазовые переходы, является предметом активного экспериментального и теоретического изучения. Теоретические исследования основываются, как правило, на методе

ренормализационной группы (РГ), который представляет собой мощный математический инструмент, позволяющий, с одной стороны, учесть влияние флуктуаций параметра порядка на критическую термодинамику исследуемых моделей фазовых переходов, а, с другой, – рассчитать корреляционные функции, критические индексы, найти уравнения состояния и другие важные характеристики физических систем в окрестности точек фазовых переходов.

В настоящей работе методом РГ изучено критическое поведение сложной теоретико-полевой модели, флуктуационный гамильтониан Ландау-Гинзбурга-Вильсона которой содержит три константы связи, соответствующие трём различным типам взаимодействия в кристалле – изотропному, кубическому и тетрагональному [1]:

$$H = \int d^D x \left\{ \sum_{i=1}^{2N} \left(m_0^2 \varphi_i^2 + \vec{\nabla} \varphi_i \vec{\nabla} \varphi_i \right) + \frac{u_0}{4!} \left(\sum_{i=1}^{2N} \varphi_i^2 \right)^2 + \frac{v_0}{4!} \sum_{i=1}^{2N} \varphi_i^4 + 2 \frac{z_0}{4!} \sum_{i=1}^{2N} \varphi_{2i-1}^2 \varphi_{2i}^2 \right\}. \quad (1)$$

Здесь m_0^2 пропорциональна отклонению температуры от критической в приближении среднего поля, а $D = 4 - \varepsilon$, где D – размерность пространства, а ε – малое отклонение от четырёхмерности пространства. Модель

описывается $2N$ -компонентным вещественным полем флуктуаций параметра порядка. При $N=2$ гамильтониан (1) описывает структурный фазовый переход в кристалле NbO_2 , а при $N=3$ соответствует антиферромагнитным фазовым переходам в таких веществах как K_2IrCl_6 , TbD_2 и в неодиме.

В рамках метода размерной регуляризации и схемы минимальных вычитаний (MS-схема) мы вычислили для модели (1) четырёхпетлевые разложения для β -функций и критических индексов. Мы определили все фиксированные точки уравнений РГ и исследовали их устойчивость в трёхмерном фазовом пространстве констант связи. Путём пересуммирования методом Паде-Бореля-Леруа РГ разложений собственных значений матрицы устойчивости, мы установили, что при $N \geq 2$ модель (1) имеет «уникальную», трёхмерно-устойчивую в пространстве констант связи, фиксированную точку, соответствующую новому классу универсальности, что согласуется с предсказаниями, сделанными ранее на основе низших РГ аппроксимаций [1-4].

Далее, в рамках четырёхпетлевого приближения мы получили ε -разложение для критической размерности параметра порядка N_c

$$N_c = 2 - \varepsilon + \frac{5}{24} [6\zeta(3) - 1] \varepsilon^2 + \frac{1}{144} [45\zeta(3) + 135\zeta(4) - 600\zeta(5) - 1] \varepsilon^3, \quad (2)$$

определяющей топологию фазовой диаграммы модели (1). Здесь $\zeta(n)$ – дзета функция Римана, значения которой хорошо известны из справочной литературы. Численная оценка $N_c = 1.45$ была определена нами путём пересуммирования ряда (2) методом Паде-Бореля-Леруа. Так как N_c оказалась меньше двух, то, следовательно, критическая термодинамика структурного фазового перехода в NbO_2 , также как в упомянутых выше антиферромагнетиках должна контролироваться анизотропной, так называемой II-тетрагональной, фиксированной точкой, а соответствующие фазовые переходы должны быть переходами второго рода (непрерывные фазовые переходы).

Также в работе мы детально исследовали структуру собственных значений матрицы устойчивости всех фиксированных точек модели (1) и обнаружили, что индексы устойчивости II-тетрагональной (уникальной) фиксированной точки оказываются двукратно вырожденными в однопетлевом приближении и, следовательно, согласно общим положениям теории о многозначных функциях [5], должны представляться степенными рядами не по ε , а по $\sqrt{\varepsilon}$, что неминуемо повлечёт за собой потерю точности, ожидаемую в рамках данного РГ приближения [6, 7].

ТАБЛИЦА I Численные оценки значений критических ИНДЕКСОВ ДЛЯ НАИБОЛЕЕ ИНТЕРЕСНЫХ ФИКСИРОВАННЫХ ТОЧЕК МОДЕЛИ (1). $N=2$

ФТ ^a	$N=2$		
	η	ν	γ
ГФТ	0.0343(20)	0.725(15)	1.429(20)
БФТ	0.0348(10)	0.664(7)	1.309(10)
II-ТФТ	0.0343(20)	0.715(10)	1.404(25)

^a В таблице используются следующие обозначения: ФТ-фиксированная точка уравнений РГ, ГФТ-гейзенберговская ФТ, БФТ-бозевская ФТ, II-ТФТ-анизотропная II-тетрагональная ФТ

ТАБЛИЦА II Численные оценки значений критических ИНДЕКСОВ ДЛЯ НАИБОЛЕЕ ИНТЕРЕСНЫХ ФИКСИРОВАННЫХ ТОЧЕК МОДЕЛИ (1). $N=3$

ФТ	$N=3$		
	η	ν	γ
ГФТ	0.0317(10)	0.775(15)	1.524(20)
БФТ	0.0348(10)	0.664(7)	1.309(10)
II-ТФТ	0.0345(15)	0.702(10)	1.390(25)

Важной частью нашего исследования модели (1) является доказательство ренорминвариантности критической размерности параметра порядка N_c и собственных значений матрицы устойчивости фиксированных точек уравнений РГ. С этой целью мы намеренно ввели в теорию произвольные параметры, от которых зависят интегралы, соответствующие диаграммам Фейнмана в разложениях для β -функций. Путём прямых вычислений мы установили, что конечные ряды для N_c и индексов устойчивости фиксированных точек (решений уравнений РГ) не зависят от введённых в теорию произвольных параметров; все вклады, содержащие их, взаимно сокращаются. Таким образом, критическая размерность параметра порядка N_c , также как и индексы устойчивости (собственные значения матрицы устойчивости) фиксированных точек, определяющие род фазового перехода, подобно критическим индексам в теории критического поведения, не зависят от схемы ренормировки и, следовательно, являются наблюдаемыми в эксперименте величинами. Для анизотропных моделей фазовых переходов этот факт является неочевидным и получен нами впервые.

Наконец, мы вычислили РГ разложения для критических индексов модели (1) вплоть до ε^4 . Мы установили, что индексы магнитной восприимчивости γ уникальной и гейзенберговской фиксированных точек, полностью совпадающие в рамках двухпетлевого приближения, в следующих порядках по ε отличаются друг от друга. С помощью преобразования Бореля-Леруа, модифицированного конформным отображением [8,9], мы получили высокопрецизионные численные оценки значений критических индексов для физических важных случаев $N=2$ и $N=3$ (см. Таблицу I и Таблицу II), хорошо согласующиеся с более ранними оценками, найденными в рамках эквивалентной модели [10,11,12], а также с имеющимися экспериментальными данными [13].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Mukamel D., Krinsky S. Physical realizations of $n \geq 4$ -component vector models. II. ε -expansion analysis of the critical behavior // Phys. Rev. B. 1976. V. 13. Iss. 11. P. 5078-5085.

- [2] Варнашев К.Б., Соколов А.И. Критическая термодинамика кубических и тетрагональных кристаллов с многокомпонентными параметрами порядка // ФТТ 1996. Т. 38. № 13. С. 3665-3677.
- [3] Sokolov A.I., Varnashev K.B., Mudrov A.I. Critical exponents for the model with unique stable fixed point from three-loop RG expansions // Int. J. of Mod. Phys. B. 1998. V. 12. № 12&13. P.1365-1377.
- [4] Sokolov A.I., Varnashev K.B. Critical behavior of three-dimensional magnets with complicated ordering from three-loop renormalization-group expansions // Phys. Rev. B. 1999. V. 59. № 13. P.8363-8366.
- [5] Шабат Б.В. Введение в комплексный анализ. Часть I. М.: Наука. 2-е изд., доп., 1985. 320 с.
- [6] Varnashev K.B., Mudrov A.I. Three-loop renormalization-group analysis of a complex model with stable fixed point: Critical exponents up to ϵ^3 and ϵ^4 // Phys. Rev. B. 1998. V. 57. Iss. 6. P. 3562-3576.
- [7] Varnashev K.B., Mudrov A.I. Stability of the three-dimensional fixed point in a model with three coupling constants from the ϵ expansion: Three-loop results // Phys. Rev. B. 1998. V. 57. Iss. 10. P. 5704-5710.
- [8] Le Guillou J.C. and Zinn-Justin J. Critical exponents for the n -vector model in three dimensions from field theory // Phys. Rev. Lett. 1977. V. 39. № 2. P. 95-98.
- [9] Varnashev K.B., Mudrov A.I. Modified Borel summation of divergent series and critical-exponent estimates for an N -vector cubic model in three dimensions from five-loop ϵ expansions // Phys. Rev. E. 1998. V. 58. Iss. 5. P. 5371-5375.
- [10] Varnashev K.B., Mudrov A.I. Critical behavior of certain antiferromagnets with complicated ordering: Four-loop ϵ -expansion analysis // Phys. Rev. B. 2001. V. 64. Iss. 21. P. 214423-214432.
- [11] Varnashev K.B., Mudrov A.I. On critical behavior of phase transitions in certain antiferromagnets with complicated ordering // Письма в ЖЭТФ. 2001. Т. 74. № 5. С. 309-313.
- [12] Varnashev K.B., Mudrov A.I. Critical thermodynamics of three-dimensional MN-component field model with cubic anisotropy from higher-loop ϵ -expansion // J. Phys. A: Math. & Gen. 2001. V. 34. P. L347-L353.
- [13] Cowley R.A. and Bruce A.D. The theory of structural incommensurate systems: I. Disordered-incommensurate phase transitions // J. Phys. C: Solid State Phys. 1978. V. 11. P. 3577-3590.

Исследование и расчет тепловых процессов на макете солнечного модуля

В. Н. Гульков¹, И.Д. Колесниченко²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹vngulkov@mail.ru, ²leni6668@gmail.com

Abstract. In the course of the work, the study and calculation of the heat fluxes of solar radiation on the layout of the solar station were performed. The solution of the stationary heat equation is given, and the conclusion is made about the influence of the back surface temperature of the module on the temperature of the working silicon layer in the structure of the module under study. The temperature gradient and its influence on the station performance are shown.

Keywords: thermal conductivity; solar radiation; thermal conductivity of silicon; efficiency; solar module

Перспективы использование солнечной энергии является одной из ключевых тем, развития альтернативной энергетики. Использование солнечной энергии, возможности создания крупномасштабных производств для этой перспективной отрасли требует решение множество фундаментальных научных проблем и прикладных задач [1]. Повышение эффективности использования фотоэлектрических солнечных станций, является весьма актуальной проблемой, решение которой позволит улучшить технико-экономические характеристики солнечного энергетического оборудования, оптимизировать его энергетические параметры и режимы работы с учетом изменяющейся нагрузки и энергии солнечного излучения [2].

Все фотоэлектрические преобразователи чувствительны к изменению температуры. При ее увеличении ширина запрещенной зоны полупроводников уменьшается, изменяя большинство характеристик солнечного элемента. В наибольшей степени влиянию температуры подвержено напряжение холостого хода [3] (рис. 1). Из рисунка видно, что при увеличении температуры напряжение холостого хода уменьшается, в то время как ток короткого замыкания незначительно увеличивается.

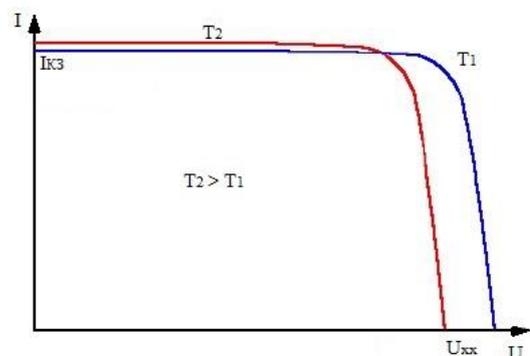


Рис. 1. Зависимость вольтамперной характеристики фотоэлектрических преобразователей от температуры

Среди параметров, входящих в выражение для определения тока насыщения, сильнее всего влиянию температуры подвержена собственная концентрация, зависящая от ширины запрещенной зоны и от энергии носителей заряд [4]. Например, для кремния при ширине запрещенной зоны 1.2 эВ, получим, что изменение температуры на 1 К снижает напряжение холостого хода U_{xx} на 0,4% [5]. При увеличении температуры рост тока короткого замыкания составляет порядка 0,07 %/К. Зная температурную зависимость U_{xx} и I_{kz} коэффициента заполнения, можно получить температурную зависимость для максимальной мощности [3]. Исследования проводились на лабораторной установке, состоящей: из галогенной лампы накаливания, спектр излучения которой можно считать близким к солнечному; солнечного модуля; неселективного термоэлектрического приемника, необходимого для определения абсолютного значения, падающего на солнечный элемент потока; термопары для определения температуры модуля с лицевой и тыльной стороны. При исследовании модуля величина падающего потока солнечного излучения измерялась от 700 Вт/м² до 1500 Вт/м². Сначала исследовалось влияние температуры на мощность тестовой солнечной панели. Для этого были измерены температурные зависимости напряжения и тока в диапазоне от 20 до 40 °С. Температура измерялась термопарой на передней поверхности солнечного элемента.

Полученные результаты показали, что с увеличением температуры выходная мощность фотопреобразователя уменьшается с 76 мВт до 71 мВт. Таким образом, при изменении температуры поверхности солнечного элемента выходная мощность уменьшилась на 7 %. Для снижения температуры солнечного модуля был предложен плоский излучатель, позволяющий рассеивать температуру с тыльной стороны устройства и представляющий собой с одной стороны плоскую, а с другой имеющий рифленую поверхность с полусферическими выступами, которые увеличивают площадь излучающей поверхности. Излучатель покрыт черной краской с коэффициентом излучения 0.95. Для улучшения теплопередачи от солнечного модуля, между ним и излучателем помещена теплопроводящая прокладка.

Используем полученные известные уравнения для плотности теплового потока [6] чтобы определить температуру на границах многослойной структуры солнечного модуля. Структура солнечного модуля представлена на рис. 2, которая включает три слоя стекло-кремний-стекло с толщинами 3.35-0.1-3.35 соответственно.

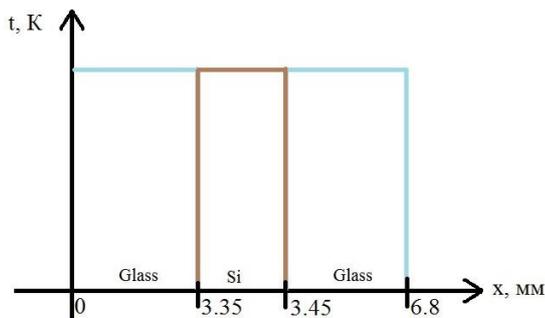


Рис. 2. Структура солнечного модуля

На первом этапе решения задачи необходимо задать граничные условия. Примем температуру на левой границе модуля равной 313 К, на правой 293 К. Определена теплопроводность кремния и стекла соответственно, а также заданы условия теплопередачи указанных слоев на границе стекло-кремний, кремний-стекло. Таким образом, с помощью уравнений теплопроводности и с учетом данных граничных условий, было найдено распределение температуры на границе стекло-кремний, кремний-стекло, а решение стационарного уравнения теплопроводности для многослойной структуры позволило получить тепловое распределение для различных граничных условий. Было установлено, что уменьшение температуры тыльной поверхности сильно влияет на распределение температуры кремния в структуре.

При рассмотрении зависимости температуры слоя кремния в многослойной структуре установлено, что в стационарном приближении температура рабочего слоя линейно зависит от температуры задней поверхности (рис. 3).

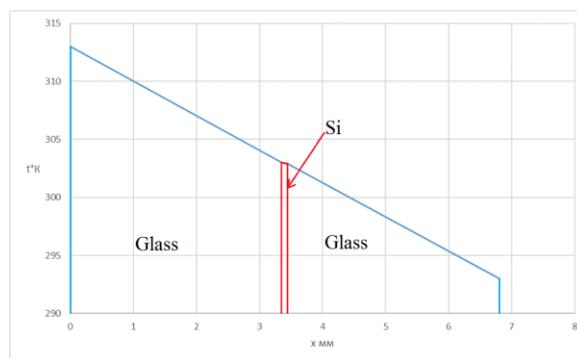


Рис. 3. Изменение температуры кремния с учетом граничных условий

На основании выполненных расчетов и полученных результатов исследований было определено, что снижение температуры рабочего слоя, в солнечном модуле кремния, возможно за счет уменьшения температуры тыльной поверхности. Результаты исследования показывают, что при уменьшении температуры задней поверхности на 1 градус температура кремния уменьшается на 0.5 градуса. Данные выводы позволяют искать пути снижения температуры тыльной стороны модуля, используя наиболее эффективные методы снижения избыточной температуры, путем установки соответствующих рассеивающих элементов, что в дальнейшем позволит уменьшить эффект падения максимальной мощности модуля с ростом температуры. К тому же, оптимизация подложек с учетом эффекта рассеяния температуры, дешевле, чем обычно используемые методы для повышения эффективности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Афанасьев В.П., Териуков Е.И., Шерченков А.А. Тонкопленочные солнечные элементы на основе кремния. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011. 168 с.
- [2] Patel M.R. Wind and Solar Power Systems: Design, Analysis, and Operation. New York, U.S.A. Taylor&Francis, 2006. 448.

- [3] Влияние температуры на эффективность солнечных батарей: статья в журнале GWS energy. [Электронный ресурс]. – URL: <http://gws-energy.ru/blog/40-vliyanie-temperatury-na-effektivnost-solnechnykh-batarej> (дата обращения 4.04.18).
- [4] Фаренбрух А., Бьюб Р. Солнечные элементы: Теория и эксперимент / Пер. с англ. под ред М. М. Колтуна. М.: Энергоатомиздат, 1987. 280 с.
- [5] Влияние температуры на работу солнечного элемента [Электронный ресурс]. URL: <http://pvcdrom.pveducation.org/RU/index.html> (дата обращения: 24.12.2018).
- [6] Исаченко В.П., Осипова В.А., Сукомел А.С. Теплопередача. М.: Энергия, 1969. 440 с.

Исследование фотоэлектрических свойств структур сегнетоэлектрик / полупроводник на основе цирконата-титаната свинца

Г. А. Коноплев¹, Н. В. Мухин, Э. К. Фазалова²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
 1gakonoplev@mail.ru, 2fazalova_elvira@mail.ru

Abstract. The photoelectric properties of lead zirconate-titanate / copper oxide (PZT/CuO) heterostructures under irradiation with different wavelengths in the visible and near IR spectral regions are investigated. The structures were fabricated by RF magnetron sputtering of copper oxide on the surface of pre-polarized ferroelectric ceramics; the direction of polarization was parallel with the film plane. Measurements of the photocurrent in the short circuit mode revealed the presence of the photovoltaic effect, the spectral dependence of the photocurrent is consistent with the optical absorption spectrum of copper oxide. It was shown that PZT/CuO heterostructures potentially could be used in solar photovoltaics.

Keywords: lead zirconate-titanate; copper oxide; photovoltaic effect; ferroelectric-semiconductor structures

I. ВВЕДЕНИЕ

Уже многие десятилетия основным сырьем для производства солнечных элементов является кремний [1]. Он считается монополистом из-за своих хороших электрофизических свойств, широкого распространения и, соответственно, дешевизны. Однако в поисках альтернативных перспективных материалов исследователи рассматривали и оксиды металлов (например, оксид меди (I) и (II), оксид цинка и другие). Cu_2O и CuO имеют неплохие шансы на будущее в качестве активного слоя солнечного элемента (СЭ) из-за широкого распространения на Земле, относительной дешевизны и хорошего согласования спектра поглощения со спектром излучения Солнца (ширина запрещенной зоны колеблется в диапазоне от 1,2 до 2,2 эВ) [2]. Кроме того, они являются нетоксичными материалами, а их теоретическая эффективность преобразования солнечной в электрическую энергию может достигать 18 % [2,3].

К существенным недостаткам оксида меди как материала для фотоэлектрических преобразователей можно отнести высокую степень дефектности и, как следствие, большие сложности при формировании электронно-дырочных переходов. В качестве решения данной проблемы в [3] было предложено использовать гетероструктуру сегнетоэлектрик/полупроводник на основе цирконата-титаната свинца и оксида меди (PZT / CuO), где фото генерация носителей заряда происходит в слое оксида меди, а их последующее разделение обеспечивается электрическим полем, возникающим за счет сегнетоэлектрической поляризации PZT.

II. ИССЛЕДУЕМЫЕ СТРУКТУРЫ СЕГНЕТОЭЛЕКТРИК-ПОЛУПРОВОДНИК

Методом ВЧ магнетронного распыления тонкие пленки оксида меди осаждались на подложки из предварительно поляризованной сегнетокерамики PZT. Были изготовлены образцы гетероструктур PZT / CuO с различной толщиной фоточувствительной пленки оксида меди 25, 50 и 100 нм при давлении кислорода в камере $1 \cdot 10^{-2}$ Па и $2.5 \cdot 10^{-2}$ мм.рт.ст. На поверхность пленок наносились планарные электроды с зазором 0,5 мм.

В идентичных технологических режимах были изготовлены образцы пленок оксида меди на стеклянных подложках для последующего исследования их оптических характеристик.

Важной особенностью исследованных структур являлся тот факт, что сегнетоэлектрик был заполяризован в плоскости контакта с полупроводником.

III. ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛЕНОК ОКСИДА МЕДИ

Были измерены спектры отражения R_λ и пропускания T_λ пленок оксида меди CuO толщиной $d = 100$ нм, полученной методом ВЧ магнетронного распыления на стеклянной подложке. Измерения проводились на спектрофотометре быстрого сканирования AvaSpec-2048 в видимой области спектра 400...1000 нм с использованием оптоволоконного модуля для измерения спектров отражения. В качестве эталона сравнения при измерении спектров пропускания использовался воздух, при измерении спектров отражения – алюминированное зеркало. На полученных спектрах вблизи длины волны 700 нм наблюдался край собственного поглощения, в области больших длин волн – чередование максимумов и минимумов обусловленных интерференцией излучения, отраженного от верхней и нижней сторон пленки.

В соответствии с законом Бугера-Ламберта-Бера из спектров пропускания и отражения был рассчитан спектральный показатель поглощения материала α_λ и спектральная зависимость глубины проникновения излучения в пленку $\Delta = 1/\alpha_\lambda$ (рис. 1).

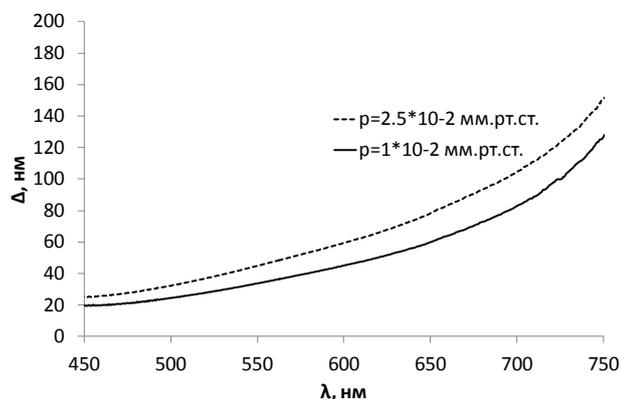


Рис. 1. Зависимость глубины проникновения оптического излучения в оксиде меди от длины волны

Из теории фотопроводимости известно, что наилучшие условия взаимодействия излучения с пленкой достигаются в случае, когда глубина проникновения соизмерима с толщиной. Применительно к рассматриваемым структурам PZT/CuO при облучении на длине волны 550 нм, соответствующей максимуму в спектральном распределении излучения Солнца, оптимальная толщина пленки CuO, при которой может быть достигнута наибольшая эффективность преобразования энергии излучения, составляет 40...50 нм

IV. ИССЛЕДОВАНИЕ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЯВЛЕНИЙ В ГЕТЕРОСТРУКТУРАХ PZT/CuO

Для исследования фотоэлектрических явлений использовался двухканальный пикоамперметр / источник напряжения Keithley 6482 и набор светодиодов, излучающих на различных длинах волн в ближней УФ, видимой и ближней ИК областях спектра (404, 470, 520,

650 и 880 нм). Токи в цепи питания каждого из светодиодов были подобраны таким образом, чтобы обеспечить равную плотность потока фотонов на поверхности образцов $W = 1.2 \cdot 10^{14} \frac{\text{фотонов}}{\text{с} \cdot \text{см}^2}$.

Выбор спектрального диапазона обусловлен положением края собственного поглощения оксида меди CuO ($E_g = 1.5 \dots 1.8$ эВ) и цирконата-титаната свинца PZT ($E_g = 3.3 \dots 3.7$ эВ). С одной стороны, фотоэлектрические эффекты в рассматриваемых структурах обусловлены собственным поглощением в пленке CuO, что естественным образом определяет длинноволновую границу рабочей спектральной области. С другой стороны, падающее излучение не должно поглощаться в подложке PZT, что накладывает ограничения на коротковолновую границу спектральной области

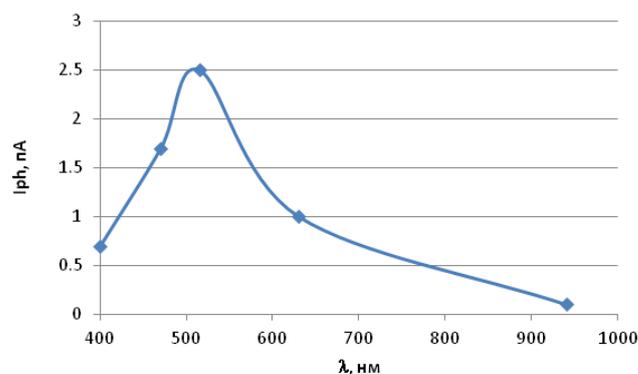


Рис. 2. Спектральная зависимость фототока короткого замыкания в гетероструктуре PZT/CuO

Измерение фототоков в режиме короткого замыкания (КЗ) проводилось при освещении со стороны сегнетоэлектрической пленки.

Максимальный фотоотклик наблюдался на длине волны 515 нм (рис. 1); спад fotocувствительности в коротковолновой области вероятнее всего обусловлен увеличением поглощения излучения вблизи верхней поверхности пленки оксида меди и ростом влияния поверхностной рекомбинации. В длинноволновой области fotocувствительности постепенно спадает с уменьшением поглощения пленки; в ИК области на длине волны 940 нм отклика практически не наблюдается, что позволяет исключить влияние пирозлектрического эффекта в ЦТС.

Представленные результаты показывают, что исследуемые структуры PZT/CuO потенциально могут использоваться в качестве преобразователя солнечной энергии.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Авторы выражают благодарность Д.А. Чигиреву за предоставленные образцы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Green M. Thin-film solar cells: Review of materials, technologies and commercial status // Journal of Materials Science Materials in Electronics. V. 18. pp. 15-19.
- [2] Akimoto K., Ishizuka S., Yanagita M., Nawa Y., Paul G., Sakurai T. Thin film deposition of Cu₂O and application for solar cells // Sol Energy. V. 80. pp. 715-722.
- [3] Song Y., Li L., Chen Y., Zheng H. Fabrication of PZT/CuO composite films and their photovoltaic properties // Journal of Sol-Gel Science and Technology. V. 87. pp. 285-291.

Специфика светодиодного освещения малых помещений военного назначения

И. Е. Васильева

Акционерное общество «ГОЗ Обуховский завод»
ira1326@yandex.ru

Abstract. In this article stated the process of evolution of lighting systems small areas for military use; realized the analyses of currently used led luminaire and discussed the prospects of development of these led lighting systems.

Keywords: led lighting; small room lighting

I. ОСВЕЩЕНИЕ ПОМЕЩЕНИЙ ДО НАЧАЛА МАССОВОГО ВЫПУСКА СВЕТОДИОДНЫХ СВЕТИЛЬНИКОВ

Прошло уже почти 145 лет после того, как российский инженер Александр Николаевич Лодыгин получил свой всемирно известный патент (привилегия № 1619 от 11 июля 1874 г.) на «Способ и аппараты дешевого электрического освещения» [1] и более 100 лет во всем мире лампы накаливания наполняют инертным газом по результатам экспериментов в лаборатории «General Electric», выполненных будущим лауреатом Нобелевской премии Ирвингом Ленгмюром.

Стандартная лампа накаливания (ЛН) до сих пор закручена в спираль по предложению А.Н. Лодыгина и около 95 % получаемой электроэнергии питания преобразует в тепло.

До недавнего времени в большинство светильников устанавливались ЛН различных модификаций, конкуренцию которым составляли люминесцентные лампы (ЛЛ), успешно применявшиеся в СССР с 1948 года, значительно опережающие ЛН по энергоэффективности, но зато значительно более критичные к напряжению питания и условиям эксплуатации, а также требующие отдельной утилизации.

В настоящей работе рассматривается освещение малых помещений стационарных объектов вооружения и военной техники, эксплуатируемых в условиях, близким к нормальным. Под малыми помещениями в данном случае понимаются помещения площадью 12 м² и менее с

высотой 2,5 м и менее. Как правило, такие объекты имеют только искусственное освещение.

Расстояния от светильника до освещаемой поверхности чаще всего составляют от 1,5 до 2 метров, что вызывает необходимость оснащения помещений светильниками малой мощности. Если раньше, как правило, применялись светильники с установленными ЛН общей мощностью до 120 Вт, то в настоящее время требуются светодиодные (СД) светильники мощностью 20 Вт и менее.

Исторически сложилось, что большинство помещений военной техники оборудовано светильниками, выпускаемыми для оснащения судов. Судовые светильники (СС) малой мощности, обладающие хорошими механическими характеристиками (вибро- и ударопрочность, небольшие габариты), позволяют сделать выбор по напряжению питания (от 12 В напряжения постоянного тока до 230 В напряжения переменного тока), имеют строгий дизайн и в большом числе случаев выпускаются с индексом «Военная приемка» («ВП»), что дает возможность их установки в помещениях военного назначения.

В СССР несколько крупных заводов по производству СС располагались по всей Украине, что создало определенные трудности для разработки новых и реконструкции старых систем освещения после отделения Украины и последовавшего за этим прекращения поставок большого количества покупных комплектующих изделий.

23 ноября 2009 г. был принят Федеральный закон №261-ФЗ «Об энергосбережении и о повышении энергетической эффективности и о внесении изменений в отдельные законодательные акты Российской Федерации», запретивший продажу и применение ЛН мощностью 100 Вт и более, а также предписывающий планомерное внедрение СД освещения в России.

Крупнейшие предприятия нашей страны по производству светотехнического оборудования приступили к освоению СД источников света.

II. ОСОБЕННОСТИ СВЕТОДИОДНОГО ОСВЕЩЕНИЯ

Широко известно, что СД светильники имеют огромные преимущества по сравнению с ЛН и ЛЛ: возросшую в несколько раз энергоэффективность, работоспособность при пониженных температурах, возможность широкого выбора цветности свечения, высокую ударопрочность и многие другие, но при проектировании СД систем простейшие расчеты, применявшиеся для систем освещения посредством ЛН, могут дать значительно большие ошибки, чем принятая в светотехнике точность 10%.

Всемирно распространенная программа Dialux, позволяющая создавать картины освещенности с помощью ies-файлов, уникальных для каждой модели светильника, при задании различных вариантов состояния помещения (например, частоты уборки или ремонта помещения), может выдавать результаты с разницей до 40%. К этой разнице можно добавить запас по изначально увеличенному световому потоку СД источника с целью компенсации уменьшения яркости свечения СД в процессе эксплуатации или хранения, что в итоге может привести к 60 - 70-процентному превышению уровня освещенности по сравнению с заданным.

III. НЕКОТОРЫЕ КРУПНЕЙШИЕ ПРОИЗВОДИТЕЛИ СД ИСТОЧНИКОВ СВЕТА.

В течение последних трех лет был определен круг предприятий, выпускающих СД светильники малой мощности с «ВП», позволяющий выполнить оптимальный выбор светильников для освещения объектов.

Одним из первых в стране освоило производство СД светильников ЗАО «Электролуч» имени Н.П. Яблочкова, основанное в 19-м веке под названием завод «Электросвет», когда в связи с появлением электричества и строительством электростанций возникла необходимость выпуска осветительной арматуры для электрических источников света.

В 2007 году завершилось перебазирование старейшего светотехнического завода из Москвы в г. Гагарин Смоленской области, а в 2011 году уже были изготовлены опытные образцы современных СД светильников серии «Плафон ВС».

Санкт-Петербургское АО «ЭлектроРадиоАвтоматика» («ЭРА»), ведущее свою историю с 1922 года, представляет собой крупное современное электромонтажное предприятие, являющееся основным партнером судостроительных заводов Северо - Западного Региона России, уже более 10 лет ведет разработки СД источников света с целью замены СС с ЛЛ, в том числе – на те же посадочные места.

Крупнейший в стране разработчик и производитель суровой светотехнической продукции АО

«Светотехнический завод «Сатурн», г. Москва, помимо вновь разработанных моделей СД светильников, выпускает большой ряд СС с цоколем E27, позволяющим установку СД ламп для бытового применения взамен ЛН.

IV. ОРГАНИЗАЦИЯ СИСТЕМ ОСВЕЩЕНИЯ.

В малых помещениях военного образца, как правило, применяются следующие виды освещения: рабочее – при котором выполняются все штатные работы на объекте, дежурное – освещение объектов при отсутствии обслуживающего персонала, аварийное – на случай выхода из строя основного освещения, эвакуационное – обеспечивающее возможность эвакуации людей с объекта в необходимых случаях и ремонтное – дополнительное освещение (как правило, переносные светильники, работающие от пониженного напряжения питания) на случай необходимости выполнения работ в местах с недостаточной освещенностью.

Рабочее освещение подразделяется на общее, которое присутствует обязательно, и местное, чаще всего настольные светильники для дополнительного освещения рабочих мест операторов.

В эпоху ЛН и ЛЛ в качестве источников света для аварийного и эвакуационного освещения дополнительно устанавливались ЛН со значительно уменьшенным по отношению к основным источникам световым потоком, работавшие от аккумуляторов или от генераторов аварийного освещения. В настоящее время, благодаря почти на порядок уменьшенному энергопотреблению СД, в качестве источников аварийного освещения часто применяются те же СД-светильники, переключаемые на питание от источника аварийного электроснабжения.

При разработке систем освещения учитываются нормативы уровней освещенностей различных поверхностей, изложенные в Своде правил [2], и требования ГОСТа [3].

V. ПЕРСПЕКТИВЫ ДОРАБОТОК СИСТЕМ ОСВЕЩЕНИЯ.

Если в настоящее время в системах освещения присутствует понятие «контрастность», т.е. соотношение различных уровней освещенности внутри одного помещения (которая может достигать до соотношения 1:10), то в перспективе помещения будут освещаться ровным светом, плавно струящимся с потолка и от стен.

Уровень освещенности и оттенок белого светового излучения каждого участка рабочих помещений можно будет настроить с центрального пульта управления или с помощью программы, установленной в любом смартфоне.

В помещениях для отдыха персонала будет предусмотрена возможность задания различных релаксационных программ: например, «Солнечный закат» или «Рассвет» с учетом расположения объекта относительно сторон света, заложена возможность изменения уровня освещенности в зависимости от времени суток и времени года, предоставлена возможность

подсветки помещения любым цветом и установки голографических изображений в свободных местах.

При добавлении соответствующего звукового сопровождения можно будет засыпать и просыпаться в сосновом лесу или на берегу моря...

VI. ВЫВОДЫ

По мере появления достаточного набора СД источников света, выпускаемых с индексом «ВП», в России появились возможности оснащения малых помещений военного образца современными системами освещения.

Одновременно, учитывая возможную значительную длительность пребывания личного состава внутри помещений, системы освещения могут быть модернизированы с целью увеличения комфортности работы военнослужащих во время работы и улучшения их отдыха, что, несомненно, приведет к еще более успешному выполнению боевых задач.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаю искреннюю благодарность главному конструктору ОКБ АО «ГОЗ Обуховский завод» Александру Ефимовичу Рохлину за многолетнее систематизированное направление меня на путь продолжения развития и моему научному руководителю, профессору научно-образовательного отдела НОЦ «СЗРЦ Концерн ВКО «Алмаз-Антей», доктору технических наук, доценту Алексею Геннадиевичу Сайбелю за ценные советы при проведении исследования и рекомендации по изложению полученных результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Шахов В.В. Александр Лодыгин / В.В. Шахов. Рязань: Гэлион, 1998. 96 с.
- [2] Свод правил СП52.13330.2016 «СНиП 23-05-95 Естественное и искусственное освещение»: Актуализированная редакция. М., 2016
- [3] ГОСТ Р 56231-2014/IEC/PAS 62722-2-1:2011 Светильники. Часть 2-1. Частные требования к характеристикам светильников со светодиодными источниками света. М., 2015

Особенности разработки программного обеспечения для получения рентгеновских изображений с помощью ПЗС-линеек

И. В. Александров, И. А. Ларионов, В. В. Клонов
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
alexandroviliav@gmail.com1, silverusion@yandex.ru2, klonovvladimir@yandex.ru3

Abstract. The paper demonstrates the features of software development for CCD-lines X-CARD DE & SE manufactured by Detection Technology. The modes of operation of it in various states and their description are given. The article demonstrates the ability to create an X-ray detector based on the above CCD arrays.

Keywords: CCD; software; X-rays

I. СВЕДЕНИЯ О ПРОГРАММНЫХ И ФИЗИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВАХ

В настоящее время ПЗС-линейки применяются в разных системах фото и видео регистрации, а также для визуализации скрытого рентгеновского изображения. При работе с подобными устройствами необходимо уметь обрабатывать информацию, которую может выдать ПЗС-линейка. Для этого создаются различные алгоритмы обработки данных, а также программное обеспечение, позволяющее людям работать в областях медицины, контроля качества и безопасности.

А. ПЗС

ПЗС (прибор с зарядовой связью) матрица относится к твердотельным датчикам изображения. В основе работы элемента ПЗС лежит явление внутреннего фотоэффекта. Когда фотон проникает в кремний, происходит генерация пары носителей заряда – электрона и дырки. Под действием положительного потенциала дырка отталкивается вглубь кристалла, а под соответствующим электродом за счёт сил электростатического поля скапливаются электроны. По завершении накопления заряда происходит его перенос в область хранения, путём последовательной подачи напряжения на следующие друг за другом электроды [1].

В текущий момент актуальной задачей является создание собственного детектора рентгеновского изображения. Для реализации данного устройства был взят детекторный модуль фирмы Detection Technology X-Card DE, содержащий рентгеночувствительную CCD-линейку. Разрешение этой линейки составляет 128 пикселей при

размере пикселя 0.8 мм. Минимальное время накопления, которое может обеспечить данный тип ПЗС-линейки равен 200 мкс. Таким образом, на считывание изображения размером 128 на 512 пикселей потребуется 102,4 мс. Указанные модули могут использоваться как по отдельности, так и в виде длинных массивов, соединенных последовательно.

В. SDK

Производитель предоставляет SDK для работы с ПЗС-линейкой. Данный набор средств разработки позволяет создать программное обеспечение для коммуникации с модулем. Для разработки был выбран кроссплатформенный фреймворк Qt, который представляет собой инструментарий с использованием языка программирования C++. Написанное с помощью него ПО возможно запускать в большинстве современных операционных систем путём простой компиляции программы для каждой ОС без изменения исходного кода [2].

В пакет SDK входит библиотека X-LIB, предоставляющая классы для работы с аппаратными средствами фирмы Detection Technology. В основе коммуникации детектора и компьютера лежит Ethernet протокол IPv4 транспортного уровня. Существует три основных формата протокола: широковещательный, командный и графические пакеты.

II. РАЗРАБОТКА ПРОГРАММЫ

А. Классы библиотеки X-LIB

Непосредственно к компьютеру подключается плата X-GCU – плата сбора данных и управления цифровыми рентгеновскими детекторами, к которой подключаются детекторные модули X-Card. Команды для управления ПЗС-линейкой формируются и отправляются, используя класс XCommand. Его метод SetPara позволяет установить число считываемых строк, время накопления одной строки, режим работы (непрерывный или режим одного кадра) и др. Совместно с этим классом используется класс XSystem, являющийся классом коммуникации. Через него отправляются широковещательные запросы, команды чтения и установки Ethernet конфигурации. Для приема данных от детектора существует класс XAcquisition, его методы, такие как Grab и Snap осуществляют прием изображения. Snap позволяет сделать захват одиночного кадра, в то время как метод Grab позволяет непрерывно

принимать и обрабатывать данные, приходящие с X-GCU. Полученную информацию можно сохранить: в текстовый файл формата «*.txt»; изображение формата «*.tiff», используя встроенный класс XTiffFormat; записать в байтовый массив, в дальнейшем выполняя с ним различные преобразования.

В. Работа программы

При разработке ПО стояла задача отображения полученной информации с ПЗС-линейки на экране компьютера. Было решено сделать 2 режима отрисовки: видео и покадровый режим. В первом случае строки приходят по одной на компьютер и отображаются на мониторе в виде вертикально бегущей линии. В покадровом режиме устройство X-GCU передает пакет данных, содержащий информацию заданного пользователем количества строк. Таким образом на экране появляется статическая картинка. Также для повышения информативности полученного изображения было решено на экране отображать гистограмму яркости. По оси абсцисс на ней находится значение яркости пикселя, а по оси ординат – его количественная оценка. Обработка данных на данном этапе работы осуществляется регулировкой яркости и контрастности путем перемещения соответствующих ползунков в интерфейсе.

Главное меню программы содержит три вкладки: параметры, рентгенография и видео. На первой из них устанавливаются настройки, необходимые для коммуникации линейки с компьютером. Следующая вкладка отвечает за покадровый вывод изображения. Раздел видео необходим для видео режима. На открытой вкладке Рентгенография (рисунок) можно наблюдать полученное изображения семян, сделанное с помощью рентгеновского аппарата и передвижной ленты, на которую и были закреплены семена. Данный снимок сделан с временем накопления строки 2 мс. Число линий, заданное пользователем равно 512. Правее изображения есть гистограмма оригинальных данных. Как видно для получения такой картинке необходимо было увеличить яркость. Поскольку разработанная программа для управления рентгеновским детектором является тестовой, в ней присутствуют различные панели проверки, как, например, кнопка «Тест времени» по нажатию на которую, отображается время, затраченное на обработку изображения.

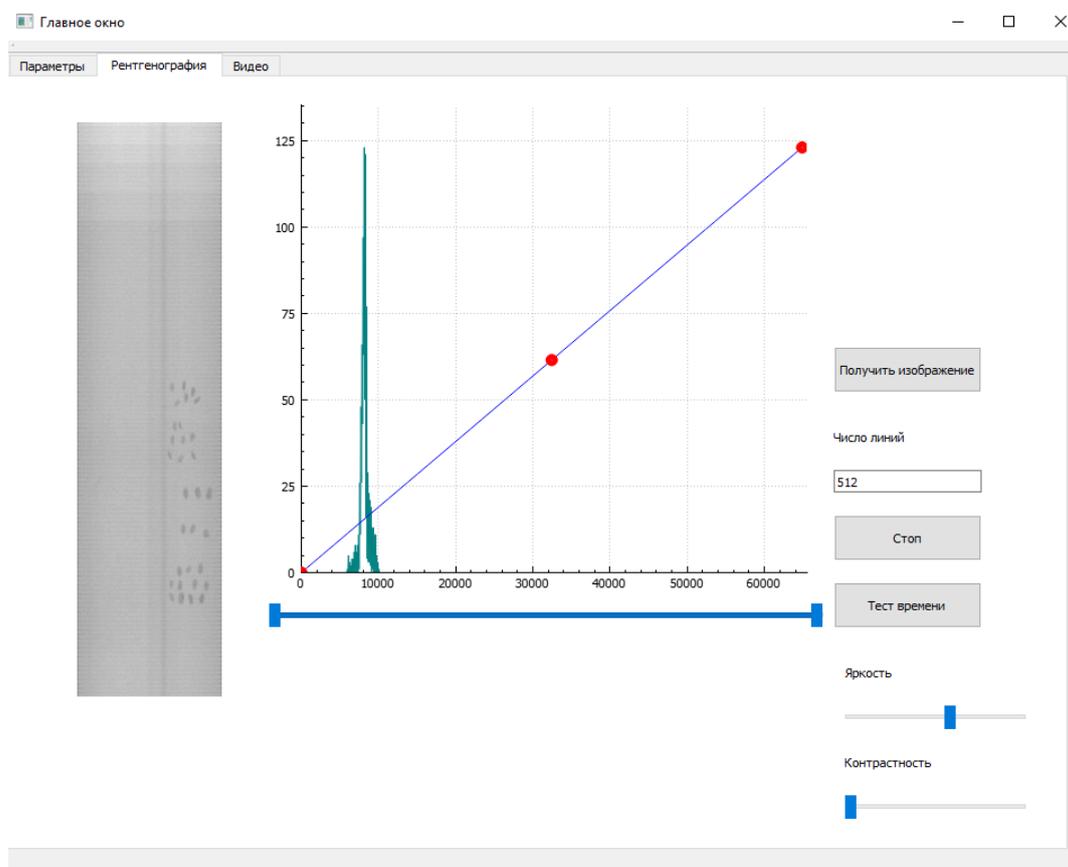


Рис. 1. Интерфейс программы

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В результате выполнения представленной работы была создана тестовая программа для управления отдельным модулем рентгеновского детектора. В дальнейшем будет произведена работа по получению и обработке данных с нескольких модулей одновременно, а также создан макет детектора рентгеновского излучения на основе описываемых модулей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Волков А.Ю., Грязнов А.Ю. Электронные приборы для приема и воспроизведения изображений. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2008. 32 с.
- [2] Шлее М. Qt 5.10. Профессиональное программирование на C++. СПб.: БХВ-Петербург, 2018. 1072 с.

Исследование переходных процессов в твердотельном лазере со светодиодной накачкой

Е. А. Смирнов¹, В. В. Меньшикова², А. С. Киселев³
 Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
 eas633@yandex.ru¹, menshikova_vera1997@mail.ru², askiselev@etu.ru³

Abstract. The study investigated transients in a solid-state LED-pumped YAG laser. The effect of laser operating modes on the output characteristics is studied, and oscillograms of laser radiation pulses are obtained.

Keywords: YAG-laser, LED pumping, spiked mode

I. ВВЕДЕНИЕ

Использование светоизлучающих диодов в качестве источников накачки твердотельных лазеров является одним из перспективных путей создания лазеров для устройств передачи и обработки информации, настройки оптических систем и целого ряда других приложений. Это обусловлено тем, что в отличие от традиционных ламповых источников накачки светодиоды обладают наибольшей эффективностью, их спектр излучения может быть хорошо согласован с полосами поглощения активной среды лазера, а также большим сроком службы светодиодов. Использование светодиодной накачки позволяет повысить коэффициент полезного действия лазера, а также уменьшить габариты лазера в целом.

В данной работе исследованы характеристики лазера твердотельного ИАГ-лазера с длиной волны излучения $\lambda = 1064$ нм со светодиодной накачкой, работающего в импульсном режиме свободной генерации.

II. РЕЖИМ РАБОТЫ ЛАЗЕРА

В импульсном режиме свободной генерации, характерном для твердотельных лазеров, накачка осуществляется импульсами. При подаче импульса длительностью $t_{\text{нак}}$ возрастает число частиц на верхнем лазерном уровне, возникает инверсия населенностей $\Delta n = n_2 - n_1 > 0$ (рис. 1). Одновременно с этим внутри резонатора растет уровень объемной спектральной плотности энергии $w_v = \frac{\partial^2 W}{\partial V \partial \nu}$. При достижении порогового значения $w_{\text{пор}}$, когда усиление превышает уровень потерь, начинается формирование импульса излучения. В общем случае длительность импульса $t_{\text{и}} = t_B - t_A$ не равна длительности импульса накачки $t_{\text{нак}}$.

Временной сдвиг импульса излучения $\Delta t = t_A - t_1$ является функцией мощности накачки: $\Delta t = f(P_{\text{нак}})$. При выполнении условия $t_{\text{нак}} \leq \tau_{\text{Л}}$ обеспечивается минимум потерь энергии возбуждения за счет спонтанного излучения.

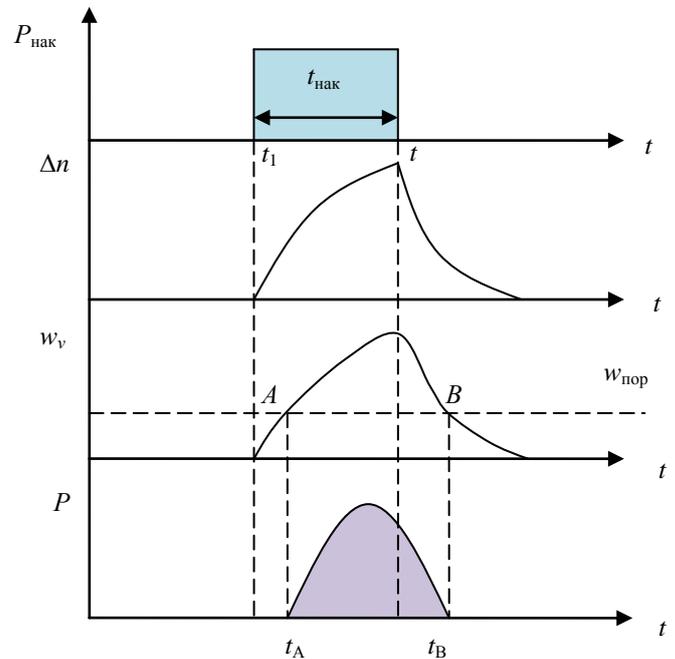


Рис. 1. Временные диаграммы формирования импульса излучения в режиме свободной генерации

III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Питание лазера осуществляется от регулируемого блока питания, формирующего импульсы тока светодиодов накачки амплитудой от 2 до 6 А. Частота следования импульсов может быть равна 10 Гц, 20 Гц, 50 Гц и 100 Гц. Для использования лазера в режиме

высоких частот следования импульсов необходимо водяное охлаждение.

После начала действия импульса накачки прямоугольной формы инверсия населенности активной среды твердотельного лазера начинает возрастать. Через некоторое время (время задержки) от начала импульса инверсная населенность достигает порогового значения. В режиме свободной генерации из-за различия скоростей накачки и генерации индуцированного излучения может возникнуть эффект перерегулирования, сопровождающийся трансформацией моноимпульса в набор отдельных всплесков – «пичков», длительность и период повторения которых зависит от уровня возбуждения. С этого момента возникает генерация с характерным переходным процессом, то есть наблюдаются серии релаксационных пичков (рис. 2).

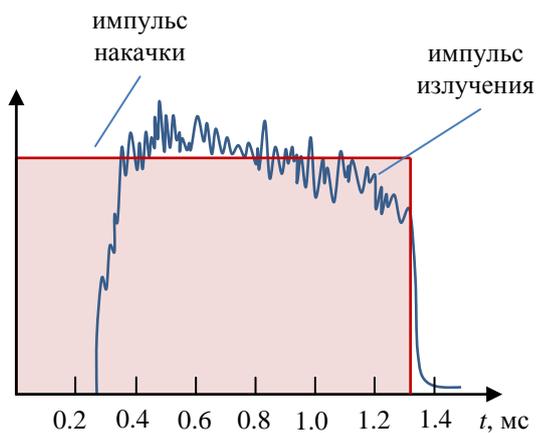


Рис. 2. Осциллограммы импульсов накачки и излучения твердотельного лазера для частоты следования импульсов 10 Гц и тока 1 А.

С увеличением тока накачки наблюдается уменьшение времени задержки. Во время генерации мощность излучения испытывает пульсации, затухающие постепенно к некоторому стационарному уровню. Частота пульсаций с увеличением тока накачки растет. Мощность излучения во время пульсаций, особенно в первых пиках переходного процесса, в несколько раз превышает средний уровень.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были исследованы основные характеристики твердотельного лазера со светодиодной накачкой. Было исследовано влияние тока светодиодов накачки, длительности и частоты повторения импульсов на выходные характеристик лазерного излучения. Полученные результаты будут использованы при проведении лабораторных работ по дисциплине «Основы лазерной техники»

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Пихтин А.Н. Квантовая и оптическая электроника. М.: Высш. шк., 2012.
- [2] Характеристики элементов квантовой электроники: Методические указания / Сост. Е.А. Смирнов. СПб.:Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2006.
- [3] Смирнов Е.А., Черниговский В.В. Автоматизированный расчет и проектирование приборов квантовой электроники: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005.
- [4] Смирнов Е.А., Черниговский В.В. Физические основы лазеров и их типы: Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2005.

Спектрометры для мониторинга городской растительности

В. С. Горяинов¹, А. А. Бузников², Е. В. Костиков³
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹vsgoriainov@etu.ru, ²aabuznikov@mail.ru, ³self22@bk.ru

Abstract. Taking into account modern climate changes and high anthropogenic stress, some significant data on condition of the environment can be obtained using spectra of the solar radiation scattered by plant leaves. Some indicative plant species are known to change their spectral properties in case of soil contamination by heavy metals (copper, manganese, etc.). Yet another important task is the monitoring of invasive plant species displacing native ones and damaging the biological diversity of plant communities. Techniques should be developed and enhanced to detect invasive plants at various growth stages and assess their spatial range. The paper describes a variety of studies conducted at different times and dedicated to the spectral observations of urban plants, as well as a project for modernization of the RSS portable spectrometer.

Keywords: spectrometers; plant spectra; soil pollution by heavy metals; indicative plant species; invasive plant species

I. ВВЕДЕНИЕ

На протяжении всей истории своего развития человек активно изменяет окружающую его среду в соответствии со своими более или менее долговременными потребностями. Эта деятельность резко ускорилась в эпоху промышленной революции и в последовавшие за ней столетия приобретала всё более обширные масштабы. Добыча полезных ископаемых, вырубка лесов, быстрый рост городского населения, развитие металлургии и транспорта, интродукция растений и животных за пределами их естественного ареала – последствия всех этих действий в долгосрочной перспективе зачастую трудно предсказать.

С учётом неразрывной связи между состоянием природной среды с одной стороны и здоровьем и благополучием человека – с другой, первоочередное значение приобретает разработка и усовершенствование быстрых и надёжных методов оценки экологического состояния природной среды. Актуальность проведения подобных исследований в городах связана как с присутствием предприятий металлургической и химической промышленности, создающих большую нагрузку на окружающую среду, так и с высокой плотностью населения, подвергающегося результатам загрязнения.

В данном докладе рассмотрены примеры применения спектрометров для дистанционной оценки степени загрязнения растительности тяжёлыми металлами и для мониторинга инвазивных видов растений (на примере борщевика Сосновского), а также проект модернизации портативного спектрометра РСС.

II. СПЕКТРАЛЬНЫЙ МОНИТОРИНГ ЗАГРЯЗНЕНИЯ ИНДИКАТОРНЫХ ВИДОВ РАСТИТЕЛЬНОСТИ ТЯЖЁЛЫМИ МЕТАЛЛАМИ

Тяжёлые металлы представляют собой один из основных видов загрязнения почвы и атмосферы мегаполисов. Их высокая биологическая активность и токсичность для живых организмов связаны со способностью образовывать комплексы и участвовать в окислительно-восстановительных реакциях.

С использованием аппаратно-программного комплекса «Радуга» было проведено исследование влияния тяжёлых металлов на спектральную отражательную способность растений. Спектрометр, входящий в состав комплекса, выполнен по модифицированной оптической схеме круга Роуленда. Объектив с фокусным расстоянием 58 мм даёт размер поля зрения $12' \times 5^\circ$. Вогнутая дифракционная решётка со 120 штр/мм обеспечивает спектральное разрешение не ниже 1 нм, а с учётом спектральной области чувствительности фотоприёмника (ПЗС-линейки Toshiba TCD1304AP) рабочий спектральный диапазон прибора в первом порядке спектра составляет 400–1100 нм. Спектрометр управляется с компьютера через порт USB посредством специальной программы «Радуга», позволяющей установить время интегрирования сигнала и количество последовательно снимаемых спектров [1].

В основе анализа экспериментальных данных в ходе исследования лежало применение спектральных индексов, представляющих отношения коэффициентов спектральной яркости (КСЯ) на двух различных длинах волн, соответствующих экстремумам в спектрах поглощения хлорофилла *a*, хлорофилла *b* и β -каротина.

Коэффициент спектральной яркости объекта $R_\lambda(\theta, \varphi)$ в интервале длин волн $(\lambda, \lambda + \Delta\lambda)$ при заданных направлении и условиях освещения представляет отношение яркости

объекта в данном направлении $L_\lambda(\theta, \varphi)$ к яркости в том же направлении полностью отражающей ламбертовской поверхности, находящейся при тех же условиях освещения $L_{0\lambda}(\theta, \varphi)$:

$$R_\lambda(\theta, \varphi) = L_\lambda(\theta, \varphi) / L_{0\lambda}(\theta, \varphi). \quad (1)$$

С применением методов корреляционного анализа были установлены связи между содержанием в почве тяжёлых металлов и спектральными характеристиками индикаторных видов городской растительности: одуванчика лекарственного (*Taraxacum officinale* L.), мать-и-мачехи обыкновенной (*Tussilago farfara* L.), мятлика лугового (*Poa pratensis* L.) и сныти обыкновенной (*Aegopodium podagaria* L.). В качестве примера в таблице 1 приведены спектральные индексы мятлика лугового, соответствующие различным уровням загрязнения никелем и свинцом [2].

ТАБЛИЦА 1 Спектральные индексы мятлика лугового для различных уровней загрязнения никелем и свинцом [2]

Me	C, мг/кг	R_{670}/R_{620}	R_{435}/R_{670}	R_{435}/R_{635}
Ni	< 1	> 0,9		
	1 – 3	0,9 – 0,7		
	> 3	< 0,7		
Pb	< 2		> 0,8	> 0,9
	2 – 10		0,8 – 0,55	0,9 – 0,5
	> 10		< 0,55	< 0,5

В результате исследования был разработан метод дистанционного определения загрязнения природной среды тяжёлыми металлами, основанный на применении спектральной аппаратуры и таблиц спектральных индексов индикаторных видов растений для различных уровней загрязнения [3].

III. СПЕКТРАЛЬНЫЙ МОНИТОРИНГ ИНВАЗИОННЫХ ВИДОВ РАСТЕНИЙ

К инвазионным видам растительности относятся виды, случайно или намеренно интродуцированные человеком за пределами своего изначального ареала и вторично распространившиеся в диком виде на новом месте. За счёт более высокой приспособленности к новым условиям произрастания они вытесняют автохтонные виды, нанося ущерб биологическому разнообразию растительных сообществ, а зачастую – и хозяйственной деятельности человека (в частности, сельскому хозяйству).

Ярким примером инвазионного вида является борщевик Сосновского (*Heraclеum sosnowskyi* Manden.), естественный ареал которого приходится на Восточный и Центральный Кавказ и Закавказье. В середине XX века он выращивался в качестве силосного растения, но с течением времени приобрёл статус злостного сорняка из-за своей способности легко дичать и токсичности сока, провоцирующего солнечные ожоги. В этой связи актуальной представляется разработка дистанционного метода, позволяющего обнаруживать растения борщевика на разных стадиях развития (в особенности молодые

весенние побеги) и оценивать ареал его распространения. Спектральные свойства борщевиков исследованы ещё недостаточно, хотя в последние годы опубликован ряд работ, посвящённых данной проблеме [4, 5].

Летом и осенью 2018 года были проведены спектральные наблюдения скоплений борщевика в Буграх и Кудрово (Ленинградская область). При этом использовалась цифровая модификация портативного спектрометра РСС—2 [6]. Спектрометр выполнен по автоколлимационной схеме. Фокусное расстояние объектива составляет 130 мм. Фотодиодная линейка обеспечивает регистрацию 64 значений спектральной яркости в диапазоне 280 – 800 нм с разрешением 8 нм. В начале каждой серии измерений проводилась калибровка с измерением темновых токов в каждом из каналов и спектра нисходящего солнечного излучения. По результатам измерений рассчитывались распределения коэффициентов спектральной яркости по формуле (1).

Качественным отличительным признаком борщевика по сравнению с другими видами городской растительности (в частности, лопуха *Arctium lappa* L.) являются высокие значения КСЯ в ближних ультрафиолетовой и инфракрасной областях спектра. В то же время в видимой области КСЯ листьев борщевика слабо отличается от КСЯ лопуха или луговых сорных злаков. Пожелтевшие после обработки гербицидом листья борщевика становятся «ярче» в инфракрасной и видимой областях спектра, в то время как в ультрафиолетовой области КСЯ несколько уменьшаются.

В дальнейшем планируется определение зависимости спектральных свойств листьев борщевика от стадии вегетации и условий произрастания.

IV. МОДЕРНИЗАЦИЯ ПОРТАТИВНОГО СПЕКТРОМЕТРА РСС

Опыт применения цифровой модификации спектрометра РСС в полевых условиях показал, что её оптические параметры (спектральное разрешение и охваченный спектральный диапазон) удовлетворяют требованиям задачи спектрального мониторинга городской растительности. Основные ограничения применимости прибора связаны с устареванием его электронной части, обеспечивающей оцифровку и хранение результатов измерений, в частности, с малым объёмом внутренней памяти спектрометра. Вследствие этого был разработан проект модернизации спектрометра РСС, предполагающий использование оптической части прибора и фотодиодной линейки – приёмника излучения. В то же время запланирована замена цифровой части прибора на современную микропроцессорную плату со встроенными аналого-цифровыми преобразователями и возможностью сохранения результатов измерения на внешний носитель. Схема такой модернизации показана на рис. 1.

В качестве входной оптической системы используется объектив 1 с фокусным расстоянием 130 мм. Поскольку ряд природных объектов, в том числе видов растительности, обладает сходными спектральными свойствами, что затрудняет их идентификацию, в конструкцию добавлена поляридная пластинка-

анализатор 2, вращаемая шаговым двигателем 5. Управлением двигателем осуществляется командами с микропроцессорной платы 8.

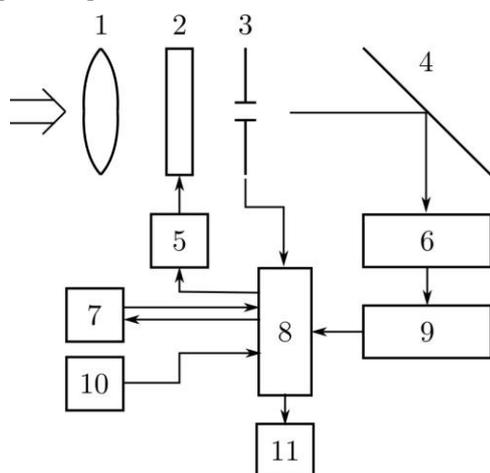


Рис. 1. Схема планируемой модернизации портативного спектрометра РСС

Для расширения динамического диапазона яркостей, регистрируемых прибором, используется диафрагма 3, положение которой также регистрируется микропроцессором.

Диспергирующий элемент – дифракционная решётка 4 – раскладывает падающее излучение в спектр и отражает его в сторону фотоприёмной линейки 6. При помощи платы мультиплексов и операционных усилителей 9 усиленный сигнал подаётся на вход АЦП микропроцессорной платы.

Для управления прибором используется комбинация кнопок и жидкокристаллического экрана 7. Точное время и координаты места проведения измерений подаются на микропроцессорную плату с GPS-приёмника 10. Результаты измерений сохраняются в файлах на SD-карте 11.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Тимофеев А.А., Бузников А.А., Андреева А.В., Буданов А.В., Есипов А.Л. Особенности спектральной аппаратуры для проведения полевых исследований растительности // Естественные и технические науки. 2009. №2. С. 298–301.
- [2] Бузников А.А., Тимофеев А.А. Региональный экологический мониторинг: метод и аппаратно-программный комплекс для дистанционной оценки загрязнения индикаторных видов растительности тяжёлыми металлами // Региональная экология. 2010. №3 (29). С. 9-17.
- [3] Пат. РФ № 2411502 / А.А. Андреева, Н.В. Алексеева-Попова, А.А. Бузников, И.В. Дроздова. Способ оценки загрязнения окружающей среды железом, цинком, марганцем; Опубл. 10.02.11. Бюл. № 4.
- [4] Mullerova I., Pergl J., Pysek P. Remote sensing as a tool for monitoring plant invasions: Testing the effects of data resolution and data classification approach on the detection of a model plant species *Heracleum mantegazzianum* (giant hogweed) // International Journal of Applied Earth Observation. 2013. V.25. p. 55–65.
- [5] Григорьев А.Н., Рыжиков М.Д. Общая методика и результаты спектрорадиометрического исследования отражательных свойств борщевика Сосновского в диапазоне 320–1100 нм в интересах дистанционного зондирования Земли // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2018. Т. 15, № 1. С. 183–192.
- [6] Бузников А.А., Леус В.И., Леус Н.Б. Полевой фотоэлектрический спектрометр // Изв. ГЭТУ. 1995. Вып. 481. С. 3–7.

Особенности цифровой обработки медицинских рентгеновских изображений

Н. Е. Староверов¹, Е. Д. Холопова², К. К. Гук³

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

nik0205st@mail.ru¹, wkhlopova@gmail.com,² kzhamova@gmail.com³

Abstract. The article discusses the modern methods of digital processing of medical X-ray images. The advantages of the method of locally adaptive equalization of the histogram of images are shown. A method for sharpening X-ray images based on mathematical morphology and filtering in the frequency domain is proposed.

Keywords: digital image processing; microfocus X-ray

I. ВВЕДЕНИЕ

Микрофокусная рентгенография – это совокупность способов получения рентгеновских изображений с использованием источников излучения, которые имеют фокусные пятна размером менее 100 мкм. Использование таких источников излучения дает возможность получать снимки с увеличением изображения в 5–20 раз [1, 2]. Микрофокусная рентгенография широко используется в

медицине, промышленном неразрушающем контроле и оценке качества сельскохозяйственных культур [3].

В ряде случаев, например, при выполнении медицинских исследований, микрофокусные рентгеновские изображения не всегда могут быть достоверно проанализированы из-за неудовлетворительного качества изображения. Основными недостатками микрофокусных рентгеновских изображений чаще всего являются нерезкость изображения, искаженные яркостные характеристики, наличие шумов, что приводит к необходимости цифровой обработки микрофокусных рентгеновских изображений.

II. МЕТОД АДАПТИВНО-ЛОКАЛЬНОЙ ЭКВАЛИЗАЦИИ ГИСТОГРАММЫ

Наряду с линейной фильтрацией для обработки изображений широко используется эквализация гистограммы. Результат процесса эквализации изображения состоит в увеличении динамического диапазона уровней яркости, что как правило означает большую контрастность выходного изображения. Эквализация гистограммы не всегда приводит к желаемым результатам, так как контрастность отдельных участков изображения может значительно снизиться, что недопустимо в случае обработки медицинских изображений. Для решения этой проблемы было предложено использовать метод локально-адаптивной эквализации гистограммы. В методе локально-адаптивной эквализации гистограммы сначала производится разбиение изображения на некоторое количество (обычно от 16 до 128) непересекающихся участков, затем каждый из участков подвергается эквализации гистограммы. На следующем шаге все участки объединяются в одно изображение, для размытия появляющихся границ на объединенном изображении, используется билинейная интерполяция. Таким образом, происходит локальное увеличение контраста основных деталей изображения.

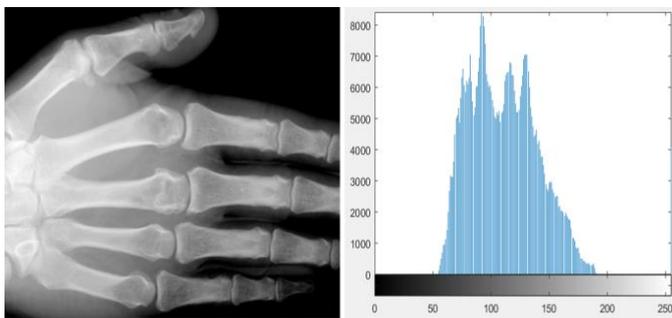


Рис. 1. Исходное изображение и его гистограмма

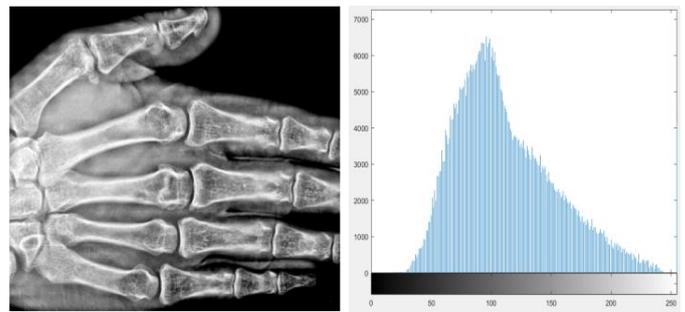


Рис. 2. Изображение после локально-адаптивной эквализации гистограммы

III. МЕТОД ПОВЫШЕНИЯ РЕЗКОСТИ РЕНТГЕНОГРАММ

В алгоритме повышения контраста были использованы фильтрация в частотной области и морфологическая обработка изображения (операция дилатации). Основная идея метода – усиление резкости изображения путем увеличения перепада яркостей на границах объектов на изображении без сопутствующего усиления шума. Осуществить подобную операцию можно путём сложения изображения и результата высокочастотной фильтрации и одновременным вычитанием результата дилатации.



Рис. 3. Исходное изображение

Метод состоит из следующих шагов:

1. Выравнивание фона изображения.
2. Адаптивная медианная фильтрация изображения.
3. Высокочастотная фильтрация изображения.
4. Морфологическое наращивание изображения, полученного в пункте 3.
5. Вычитание из изображения, полученного в пункте 3, изображения, полученного в пункте 4.

6. Получение результирующего изображения сложением исходного изображения и изображения, полученного в пункте 5.

Высокочастотная фильтрация осуществляется путем изменения Фурье-образа изображения и возвращения к изображению при помощи выполнения обратного преобразования. В предложенном алгоритме изменение Фурье-образа изображения выполнялось при помощи его умножения на функцию высокочастотного фильтра Гаусса. Двумерное преобразование Фурье осуществлялось по формуле

$$F(u, v) = \frac{1}{MN} \sum_{x=0}^{M-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) e^{-i2\pi(ux/M + vy/N)} \quad (1)$$

где M и N – размеры изображения. Маска высокочастотного фильтра Гаусса вычислялась с помощью выражения 7.

$$H(u, v) = 1 - e^{-D^2(u, v)/2D_0^2} \quad (2)$$

где D0 – частота среза фильтра.

В результате фильтрации подавляются низкие частоты, соответствующие медленному изменению яркости, и остаются неизменными высокие частоты, соответствующие резким перепадам яркости.



Рис. 4. Изображение после фильтрации

Следующим шагом алгоритма является морфологическое наращивание (дилатация) изображения, полученного высокочастотной фильтрацией. Для морфологического наращивания используется структурный элемент, имеющий форму квадрата и длину стороны 3 пикселя. Далее из изображения, полученного высокочастотной фильтрацией и умноженного на коэффициент (в зависимости от параметров изображения значение коэффициента варьируется от 1.5 до 1.8), вычитается изображение, полученное морфологическим наращиванием. На результирующем изображении все объекты будут иметь двойные контуры: внутренний контур, пиксели которого имеют большую яркость, чем яркость пикселей объекта, и внешний контур, пиксели которого имеют меньшую яркость, чем пиксели объекта. Данный шаг дополнительно увеличивает резкость изображения, так как из-за двойных контуров дополнительно увеличивается перепад яркости между областями изображения.

На последнем этапе обработанное изображение складывается с исходным изображением, в результате происходит усиление контуров.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе были рассмотрены метод локально-адаптивного выравнивания гистограммы и метод повышения резкости изображения на основе математической морфологии и фильтрации в частотной области. Оба метода были протестированы на выборке из 100 рентгенограмм грудной клетки и показали удовлетворительные результаты.

V. СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Потрахов Н.Н. Метод и особенности формирования теневого рентгеновского изображения микрофокусными источниками излучения // Вестник новых медицинских технологий, 2007.
- [2] Грязнов А.Ю. Методы и системы микрофокусной фазоконтрастной медицинской рентгенодиагностики, 2010. -25 с.
- [3] Staroverov N. E., Kholopova E. D., Gryaznov A. Yu., Zhamova K. K. Development of digital processing method of microfocus X-ray images Journal of Physics: Conference Series, 2017 Vol 808, №1 P 1-4;
- [4] Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1104 с.

Исследование влияния состава активных слоев на спектры фоточувствительности органических структур на основе фталоцианина цинка

М. Д. Павлова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
minaeranae@mail.ru

Abstract. The paper considers the effect of fullerene concentration on the spectral characteristics of organic photosensitive structures based on the ZnPc: C₆₀ system. The samples were created by vacuum thermal deposition. In the experiment, 4 types of structures with different composition of active layers were created. It is revealed how the change in the share of the fullerene component affects the transport and photoelectric parameters of the created layers. The optimal configuration of the active ZnPc:C₆₀/ C₆₀ layers was established.

Keywords: solar energy; organic photosensitive structures; organic photovoltaic cells; zinc phthalocyanine; ZnPc; fullerene; C₆₀

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире активно разрабатываются сенсоры и системы электропитания на основе органических материалов, содержащих массивы наночастиц. Подобные приборы обладают малой массой, высокой прочностью и пониженной стоимостью, обусловленной сравнительно простой технологией их изготовления. Еще одним важным преимуществом использования органических материалов является возможность создания гибких раскладываемых систем, позволяющих обеспечить энергопитание автономных мобильных устройств [1].

II. ЭКСПЕРИМЕНТ И ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

В работе рассмотрено влияние концентрации фуллерена в составе осажденной пленки органических материалов на спектральные характеристики фоточувствительных структур ZnPc:C₆₀. В качестве подложки использовалось стекло или пленка полимера, покрытая слоем FTO (Fluorine-doped Tin Oxide). FTO исполнял роль оптически прозрачного контакта. На поверхность FTO методом вакуумного термического испарения был нанесен слой смеси ZnPc (Zinc phthalocyanine):C₆₀ (Fullerene), что обеспечивает беспрепятственное перераспределение носителей зарядов по всему объему активного слоя. Поверх слоя ZnPc:C₆₀ был нанесен дополнительный слой фуллерена для

улучшения переноса носителей заряда к непрозрачному контакту из алюминия (Al).

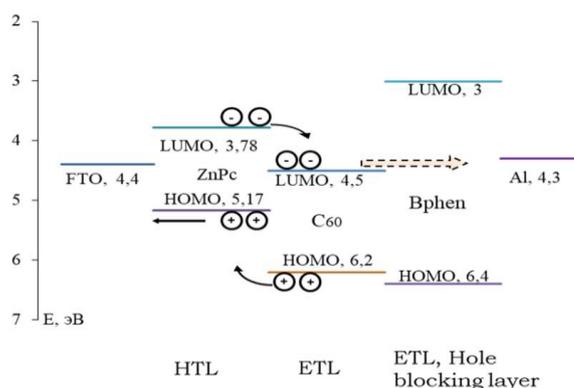


Рис. 1. Положение энергетических уровней исследуемых структур

Была изготовлена серия фоточувствительных структур с различной конфигурацией активных слоев. Так же был создан образец, в который внедрен дополнительный транспортный слой BPhen (Bathophenanthroline). Типы образцов, а так же масса испаряемых веществ представлены в таблице.

ТАБЛИЦА I СОСТАВ АКТИВНЫХ СЛОЕВ

Sample type	Mass of evaporated substance, mg		
	ZnPc:C ₆₀	C ₆₀	BPhen
1 образец	15: 15	25	-
2 образец	15: 20	30	-
3 образец	15: 10	20	-
4 образец	15: 10	20	7

Для созданных образцов были исследованы спектры поглощения, пропускания и фоточувствительности.

На рис. 2 представлены спектры поглощения исследуемых образцов. Спектры имеют 2 области высокого поглощения. Первая область находится в диапазоне длин волн 400 – 550 нм и соответствует

поглощению в слое фуллерена. Вторая область находится на длинах волн 550–730 нм. Она обусловлена поглощением в слое фталоцианина цинка.

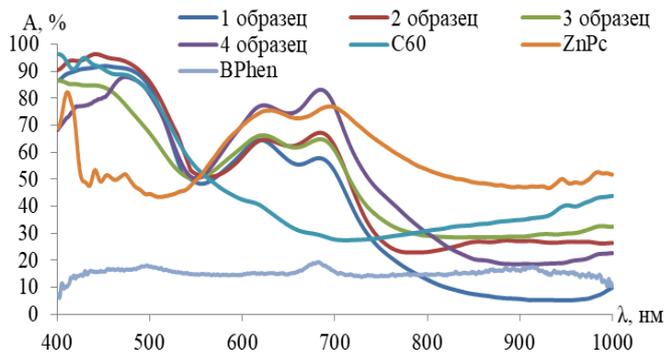


Рис. 2. Положение энергетических уровней исследуемых структур

Возрастание поглощения для четвертого образца обусловлено влиянием процессов, происходящих в добавочном слое BPhen.

Спектры фоточувствительности были исследованы с помощью дифракционного решеточного монохроматора с использованием пикоамперметра Keithley 6483, в качестве источника излучения использовалась лампа накаливания.

Спектры фоточувствительности содержат длинноволновую компоненту, которая соответствует поглощению во фталоцианине цинка. Это может говорить о затруднении транспорта фотогенерированных экситонов в слое фуллерена. Снижение концентрации фуллерена приводит к смещению спектра в коротковолновую сторону, что обусловлено большим проявлением эффектов, связанных с поглощением во фталоцианине. Это подтверждается более ярким проявлением у образца 3 максимума на длине волны 620 нм, также наблюдаемом в спектре поглощения для фталоцианина.

Добавление блокирующего слоя BPhen позволило добиться значительного улучшения параметров чувствительности структуры. Это обеспечивается не только за счет улучшения собираемости дырок, но и, возможно, за счет повышения вероятности разделения фотогенерированных экситонов в верхней части структуры [2]. Что подтверждается уширением спектра чувствительности.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе рассмотрено влияние концентрации фуллерена в системе ZnPc:C₆₀/C₆₀, на оптические характеристики фоточувствительных структур FTO/ZnPc:C₆₀/C₆₀/Al, выращенные методом вакуумного термического осаждения. Были исследованы спектры поглощения созданных образцов, а так же отдельных слоев. Показано наличие двух областей сильного поглощения излучения, соответствующих поглощению в фуллерене и фталоцианине. В спектрах фоточувствительности сигнал наблюдается только в длинноволновой части, что может говорить о затруднении транспорта фотогенерированных экситонов в слое фуллерена. Ухудшение транспортных свойств структуры при увеличении концентрации фуллерена подтверждается сравнением величины фотоответа для созданных образцов. Выявлено, что при увеличении концентрации фуллерена в составе активного слоя происходит уменьшение сигнала. Так же в работе показано, что внедрение дополнительного слоя, блокирующего дырки – BPhen, позволяет расширить область чувствительности и существенно увеличить фотоответ, за счет уменьшения рекомбинации и улучшения собираемости носителей заряда.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Hoppea H., Sariciftci N. S. Organic solar cells: An overview // Materials Research Society, 2004. V. 19. P. 1924–1945.
- [2] Peumans P., Yakimov A., Forrest S. R. Small molecular weight organic thin-film photodetectors and solar cells // Journal of Applied Physics. 2003, V. 93. P. 3693–3723.

Изучение магнитных характеристик контрастирующего препарата наночастиц оксида железа

С. А. Зубкова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
svetzyb199@mail.ru,

Abstract. In this paper, iron oxide particles are synthesized. The resulting particles are stabilized by dextran. Iron concentration was measured by thiocyanate method. The stability of particles in and out of the magnetic field was tested. Relaxation efficiency of the solution was determined.

Keywords: Iron oxide; NMR(nuclear magnetic resonance) spectrometer; stability; relaxation

I. ВВЕДЕНИЕ

На фармакологическом рынке отсутствуют отечественные контрастирующие препараты для диагностики магнитной резонансной томографии (МРТ). Разработка таких препаратов является актуальным направлением на сегодняшний день. Перспективным является использование наночастиц оксида железа, так как они являются многоцелевыми агентами, пригодными для присоединения различных биолигандов и проведения гипертермии опухолей.

Целью данной работы было создание методической базы оценки характеристик контрастирующего препарата МРТ для гипертермии опухолей.

II. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Магнитные наночастицы (МНЧ) оксида железа были синтезированы химическим методом совместного осаждения и покрыты декстраном (9-11 kDa, Serva). Для получения МНЧ использовался раствор солей хлорного железа ($\text{FeCl}_3 \times 6\text{H}_2\text{O}$) и сернокислого железа ($\text{FeSO}_4 \times 7\text{H}_2\text{O}$). Для большей стабилизации МНЧ проводилась ультразвуковая (УЗ) обработка [1].

Измерение концентрации железа в полученных МНЧ проводилось тиоцианатным методом. Метод определения содержания железа основан на образовании ярко окрашенного комплекса роданида железа(III) при взаимодействии раствора, содержащего ионы железа(III) с раствором роданида калия. Образцы нанодисперсного оксида железа предварительно обрабатываются азотной кислотой для получения ионов железа (III) [2].

Для изучения магнитных характеристик МНЧ оксида железа использовался ЯМР спектрометр Bruker СХР-300 на частоте 300 МГц [3].

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЯ

A. Измерение концентрации на спектрофотометре

Концентрацию железа мкг/мл в исследуемом растворе рассчитывали, исходя их данных калибровочной кривой при 575 нм (рис. 1).

$$x = \frac{y_2 - 0,002}{0,00161} \cdot R \quad (1)$$

где y – оптическая плотность при данной длине волны, R – разведение исследуемой пробы.

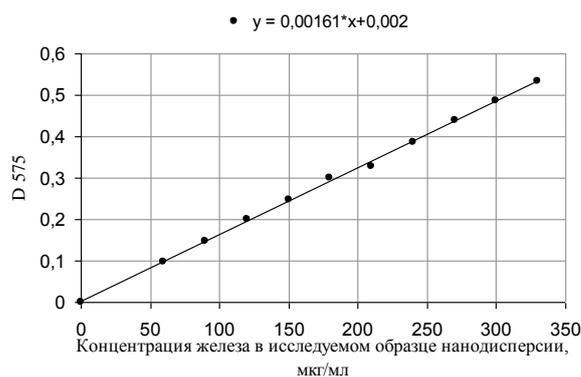


Рис. 1. Зависимость оптической плотности раствора роданида железа при 575 нм от концентрации ионов железа (III) в исследуемом растворе нанодисперсии

Концентрация получилась равной 737 мкг/мл.

B. Измерение магнитных характеристик МНЧ оксида железа

Стабильность полученного образца наночастиц определялась методом ЯМР-релаксометрии. В качестве показателя устойчивости было выбрано время релаксации

T_2 протонов водной дисперсии наночастиц, которая отражает как размерные, так и концентрационные характеристики полученного образца. Для измерения времени T_2 была использована импульсная последовательность Карра-Парселла-Мейбума-Гилла [4].

Для определения стабильности образцов раствор разбавлялся до концентраций 2; 0,2; 0,02 моль. Затем по очередности образцы помещались в ЯМР-спектрометр и, начиная с момента попадания в магнитное поле, проходило измерение спин-спиновой релаксации T_2 в течение полутора часов нахождения в магнитном поле. Измерение спин-спиновой релаксации производилось в моменты времени: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, 10, 15, 20, 25, 30, 40, 50, 60, 70, 80, 90 минут (рис. 2).

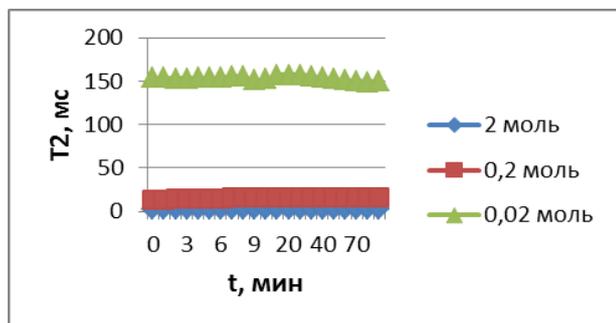


Рис. 2. Зависимости времени спин-спиновой релаксации от времени выдержки образца в магнитном поле: а) - $C=2$ моль; б) - $C=0,2$ моль; в) - $C=0,02$ моль

Релаксационные эффективности полученного образца определяли методом ЯМР-релаксометрии. Времена релаксации T_1 , T_2 и T_2^* определялись для концентраций железа в суспензии 0,1; 0,5; 1; 2; 4; 8; 10 ммоль/л.

Время релаксации T_2^* находится как

$$T_2^* = \frac{1}{\pi * \Delta V_{1/2}} \quad (2),$$

где $\Delta V_{1/2}$ – ширина ЯМР-спектральной линии на половине высоты.

По полученным данным строили зависимости $1/T$ от C , которые аппроксимировали прямой, коэффициенты релаксационных эффективностей находили по тангенсу угла наклона аппроксимирующей прямой (рис. 3–5).

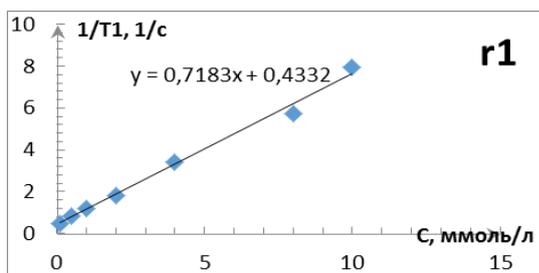


Рис. 3. Прямая характеризующая релаксационную эффективность

$$r_2 = 0,72 \frac{\text{л}}{\text{ммоль} \cdot \text{с}}$$

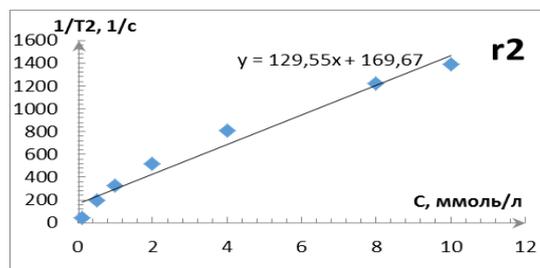


Рис. 4. Прямая характеризующая релаксационную эффективность

$$r_2 = 129,6 \frac{\text{л}}{\text{ммоль} \cdot \text{с}}$$

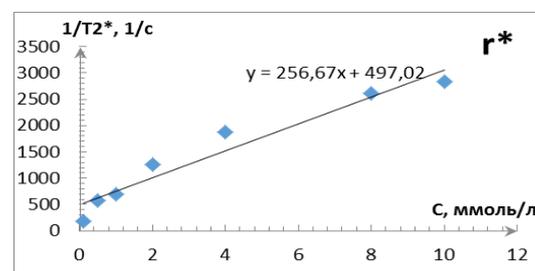


Рис. 5. Прямая характеризующая релаксационную эффективность

$$r_2^* = 256,7 \frac{\text{л}}{\text{ммоль} \cdot \text{с}}$$

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Были синтезированы наночастицы оксида железа методом суспензионного осаждения и стабилизированы молекулами декстрана. Была определена концентрация железа в полученном образце, и она составила 737 мкг/мл. Экспериментально показано, что образцы синтезированных наносуспензий обладают стабильностью в течение 90 минут нахождения образцов в магнитном поле спектрометра. Так же показано, что образцы обладают сильной контрастирующей способностью и могут быть использованы в качестве негативного контрастирующего агента в МРТ-исследованиях.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаю благодарность Федеральному государственному унитарному предприятию "Государственный научно-исследовательский институт особо чистых биопрепаратов" Федерального медико-биологического агентства (ФГУП "Гос.НИИ ОЧБ" ФМБА России), за предоставленный доступ к оборудованию и консультации, в особенности Николаеву Борису Петровичу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Nikolaev B.P., Yakovleva L.Y., Marchenko Ya.Y. Superparamagnetic iron oxide nanoparticles conjugated with epidermal growth factor (SPION-EGF) for targeting brain tumors// International Journal of Nanomedicine. 9, 273-287 (2014).
- [2] Гепецкая М.В. Измерение концентрации железа в нанодисперсных образцах оксида железа/отчет-2009
- [3] Гюнтер Х. Введение в курс спектроскопии ЯМР. Рипол Классик, 1984.
- [4] Parr M. et al. Switching assay as a novel approach for specific antigen-antibody interaction analysis using magnetic nanoparticles //Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2016. T. 741. №. 1. C. 012062.

Получение и исследование полимер-матричных нанокompозитов на основе углеродных наноматериалов

Н. Л. Лях

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
nataly.native@yandex.ru

Abstract. In the modern production of composite materials are actively used and put forward new and new requirements. The purpose of this project is the development of methods for creating nanocomposites with carbon materials and also the choice of the optimal ratio of components to improve the strength and electrical properties of nanocomposites. The results of experimental studies in the creation of nanocomposites from carbon nanomaterials and verification of the obtained materials for strength and electrophysical properties are presented.

Keywords: composite; polymer matrix; fullerene; soot

I. ПОЛУЧЕНИЕ КОМПОЗИТОВ

Углеродные материалы находят широкое применение в современной науке и технике [1], [2]. Физико-химические основы получения нанокompозитов рассмотрены в работе [3].

Целью данной работы являлось получение нанокompозитов на основе углеродных материалов и исследование механизма армирования. Механизм армирования композита с углеродными наноматериалами значительно отличается от механизма влияния классических наполнителей на основе армирующих нитей. При выборе в качестве наполнителей сажи и черни упрочнение композита происходит за счет межфазных слоев. Фуллерен же вступает в химическую реакцию и создает дополнительную полимерную матрицу.

Основные разновидности методов ввода углеродных наноматериалов в полимерный композит: ультразвуковая диспергация, механический помол, ввод через растворитель. Наиболее эффективнее всего использовать метод ультразвукового диспергирования. Это следствие того, что при нагреве эпоксидная смола ЭД-20 текучая и кавитационный эффект проявляется в ней достаточно интенсивно.

Для эксперимента в качестве полимерной матрицы была выбрана эпоксидная смола ЭД-20 и отвердитель Этанол-45. В качестве наполнителей: сажа, чернь и фуллерен. Для проверки на механические свойства создавались образцы цилиндрической формы 1x3 см.

Перед проведением измерений образцы фрезеровались. Проверка прочности на сжатие производилась с помощью разрывной машина Shimadzu AGS – X, сжимая образец до его разлома. Измерение частотных характеристик проводилось на приборе измерителя иммитанса E7-20 в диапазоне от 25 Гц до 1 МГц.

A. Прочностные свойства

Исследование прочностных свойств ПКМ показало, что нанодобавки черни, сажи и фуллерена поднимают в несколько раз прочность ПКМ.

Полученные экспериментальные данные показывают, что набор прочности композитов с нанодобавкой в виде черни поднимает прочность композитов в 1,33 раза по сравнению с использованием фуллереновой сажи. Для достижения такого же эффекта набора прочности нанокompозита с чистым фуллереном C₆₀, исходя из литературных данных известно, что необходимо уменьшить его массу в 3–4 раза по сравнению с сажей и чернью. Из полученных результатов на рис. 1 наблюдаем, что пик прочности наблюдается при концентрации фуллерена в 0,003% от массы образца, черни в 0,08%. Из экспериментальных данных, пик прочности достигается при добавке УНТ в 0,07% от массы образца. Из наблюдений при больших концентрациях зависимость идет на спад.

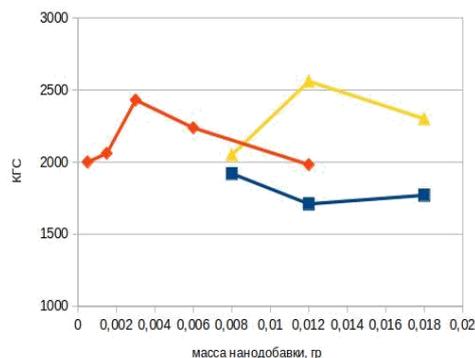


Рис. 1. Зависимость прочности при сжатии эпоксидного композита от содержания наполнителя: \diamond - фуллерен; \square - сажа; Δ - чернь.

В. Электрофизические свойства

Основной особенностью при вводе углеродных глобул является их адгезионная способность к полимерной матрице, а при вводе фуллерена в композит образование дополнительной полимерной матрицы, то есть механизм создания наноконтроля отличается.

На рис. 2, 3, 4 показаны измерения трех образцов с нанодобавкой фуллерена при различных частотах. На диаграмме видно, что с увеличением концентрации фуллеренов и высоты образца частотные характеристики не изменяются. В процентах указана концентрация наполнителей от общей массы образца.

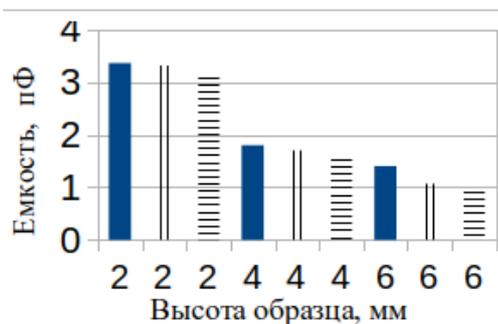


Рис. 2. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации фуллерена при частоте 25 Гц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

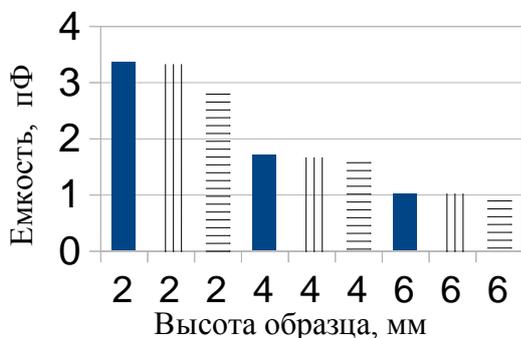


Рис. 3. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации фуллерена при частоте 1 кГц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

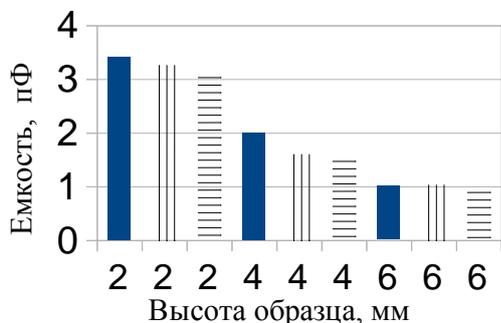


Рис. 4. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации фуллерена при частоте 1 МГц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

На рис. 5, 6, 7 показаны измерения трех образцов с нанодобавкой сажи при частотах: 25 Гц, 1 кГц, 1 МГц. На диаграмме видно, что с увеличением концентрации сажи и высоты образца частотные характеристики не изменяются. В процентах указана концентрация наполнителей от общей массы образца.

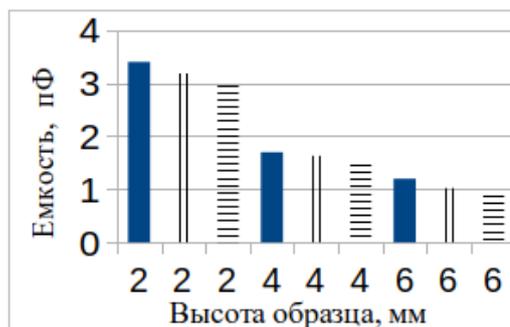


Рис. 5. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации сажи при частоте 1 МГц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

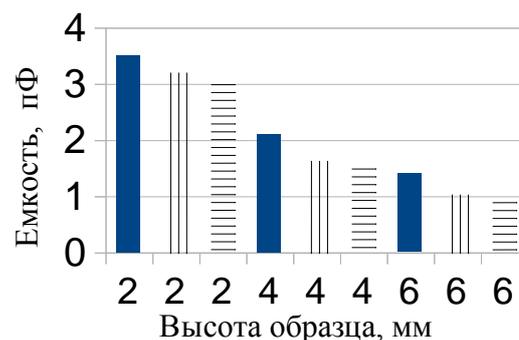


Рис. 6. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации сажи при частоте 1 кГц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

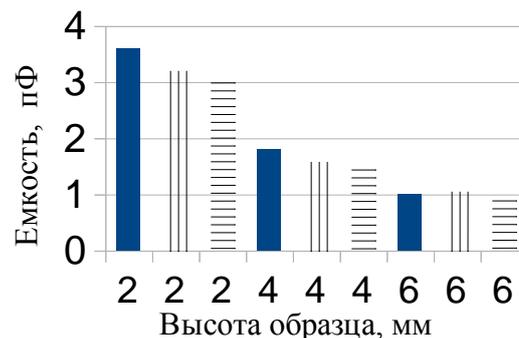


Рис. 7. Зависимость частотных характеристик от высоты образца и концентрации сажи при частоте 1 МГц: сплошной — 0,08%; || — 0,05%; = — 0,02%

Исследование частотных характеристик показало, что нанодобавки сажи и фуллерена не оказывают влияния на частоту в выбранном диапазоне концентраций. Так как полученные композиты являются изоляторами и данные нанодобавки не оказывают влияние на частотные свойства образцов при этом в несколько раз увеличивая прочностные характеристики, то возможно перспективное

использование полученных результатов в радиоэлектронике.

II. ВЫВОДЫ

В ходе работы были рассмотрены некоторые теоретические положения по созданию нанокompозитов, на основе проведенных исследований литературы. Проведено сравнение увеличения прочностных и электрофизических свойств композитов в зависимости от различной нанодобавки (фуллереновой сажи, черни, фуллеренов C60).

В ходе проведения эксперимента, была найдена оптимальная концентрация от ввода разной нанодобавки. Наиболее лучший набор прочности получили композиты с наполнителем из фуллерена. Это связано с тем, что отдельные фуллерены достаточно прочные и вступают в химическую реакцию с полимерной матрицей не встраиваясь в нее, а создавая новую, дополнительную полимерную матрицу дальнего порядка. В ходе чего для набора прочности при создании композитов на основе фуллерена, нанодобавка должна составлять 0,003% от общей массы композита. Тогда как сажа должна составлять 0,08% от общей массы композита. Так же проведены опыты сравнения частотных свойств в зависимости от концентраций и высоты образца. Полученные результаты показали, что выбранный диапазон концентраций не оказывает влияния на частотные характеристики образцов.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражается благодарность кафедре «Прикладной механики и математики» Санкт-Петербургского Политехнического университета имени Петра Великого, за предоставленный доступ к оборудованию и консультации,

в особенности доценту кафедры к.т.н Герасимову Виктору Ивановичу и научному работнику Бороздиоле Валерии Флориановичу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Мошников В.А., Александрова О.А. Наночастицы, наносистемы и их применение. Часть II Углеродные и родственные слоистые материалы для современной наноэлектроники. Уфа: Аэтерна. – 2
- [2] Александрова О.А., Давыдов С.Ю., Мошников В.А. Физика и химия материалов оптоэлектроники и углеродной наноэлектроники. СПб, Изд. СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2017. 120 с.
- [3] Мошников В.А., Таиров Ю.М., Хамова Т.В., Шилова О.А. Золь-гель технология микро- и нанокompозитов. СПб.: Изд."Лань", 2013.
- [4] Воробьева Е.А., Бачурин К.Г.Макунин., А.В., Чеченин Н.Г. Синтез исследование нанокompозитов с включением углеродных нанотрубок/ Научно-исследовательский институт ядерной физики МГУ// Труды XII Межвузовской научной школы молодых специалистов «Концентрированные потоки энергии в космической технике, электронике, экологии и медицине», Москва 21-22 ноября 2011.
- [5] Каблов Е.Н., Кондрашов С.В., Юрков Г.Ю. Перспективы использования углеродсодержащих наночастиц в связующих для полимерных композиционных материалов // Российские нанотехнологии. 2013. Т. 8. № 3. С. 28–46. 4.
- [1] Козлов Г.В., Микитаев А.К. Структурная модель усиления нанокompозитов полиметилметакрилат/углеродные нанотрубки при ультрамалых содержаниях нанонаполнителя // Журнал технической физики 2016 с. 99-103.
- [2] Козлов А.К., Микитаев А.К. //Физика и механика материалов. 2015. Т. 22. Вып. 2. с 101–106.
- [3] Вошиков В.И., Глебова И.Б., Шилова О.А. Золь-гель защитные диэлектрические эпоксидно-титанатные покрытия для пьезокерамических элементов, эксплуатируемых в морской воде// Пятая международная конференция стран СНГ. Тезисы докладов международной конференции/ Спб Издательство «ЛЕМА», 2018.
- [4] Вошиков В.И., Капустин С.Н. Сравнение эффективности методов ввода УНТ в композиты на основе эпоксидных смол // ВНКФС-23 Екатеринбург Уральское издательство 2017с 411-412.

Разработка метода аддитивной печати лекарств

Е. М. Тихомиров^{1,2}

¹Lappeenranta University of Technology (LUT),

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

tihomirov.evgenii@gmail.com

Abstract. The main focus of the project was on the development of a method for three-dimensional printing of matrixes of drug carriers. For implementation, a wide instruction was applied, because for the solution of problems it was required to create a device and software to automate and improve the characteristics of the printing process. In addition, it is worth noting the specificity of the materials used in the project - mesoporous nanostructures, which require pretreatment and loading of drugs.

Keywords: mesoporous materials; nanotechnology; nanostructures; drug delivery systems

I. СИСТЕМЫ ДОСТАВКИ ЛЕКАРСТВ

Контролируемые системы доставки лекарств (СДЛ) являются одним из наиболее многообещающих приложений для здравоохранения и представляют собой постоянно развивающуюся область для биомедицинского материаловедения. Разработка новых активных молекул и потенциальных методов лечения, таких как генная терапия, ведет к разработке новых терапевтических средств и совершенствованию механизмов их введения. По существу, система доставки лекарственного средства может быть описана как формирование, которое контролирует скорость и период доставки лекарственного средства (то есть дозировку с временным высвобождением) и нацеливается на конкретные области организма. В отличие от традиционных методов лечения, которые показывают пиковую кривую концентрации лекарственного средства в плазме, (СДЛ) предназначены для поддержания терапевтических уровней в течение периода лечения. [1]

A. Формирование мезопористых структур

В основном, для СДЛ используют мезопористые материалы, которые получают из надмолекулярных сборок поверхностно-активных веществ (ПАВ), образующих неорганический компонент (диоксид кремния) во время синтеза. После удаления ПАВ, обычно путем пиролиза или растворения в подходящем растворителе, мезопористые матрицы из диоксида кремния являются потенциальными лекарственными носителями. Кроме этого, для создания топливных элементов возможно получение мезопористых структур путем электрохимического анодирования [2]. Основные типы веществ, используемые в СДЛ основаны

на мезопористом Si к ним можно отнести SBA-15 и MCM-41. Также был разработан гибридный материал – сочетание регулярной мезопористой структуры с присутствием органических групп. Конечные соединения представляют собой металлоорганические матрицы, которые в литературе указываются как MIL-100.[1]

Отдельно стоит отметить методы анализа мезопористых структур, которые позволяют прогнозировать поведение СДЛ, в том числе скорость реализации лекарственного средства. К основным методам можно отнести: атомно-силовая микроскопия (АСМ) [3], ионно-электронная микроскопия [4], ультрамягкая рентгеновская и рентгеновская фотоэлектронная спектроскопия [5]. Пример, полученной структуры por-Si, представлен на рис. 1.

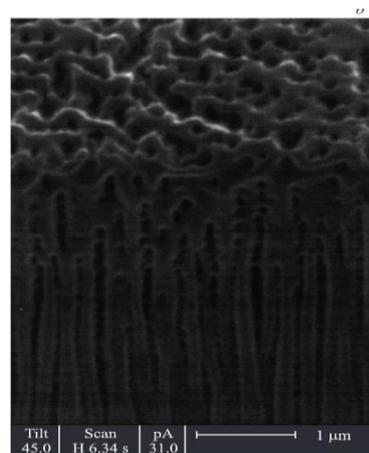


Рис. 1. Вид кросс-секции p-por-Si по данным ионно-электронной микроскопии

B. Профили высвобождения лекарственного средства

Наиболее распространенные профили высвобождения лекарственного средства для мезопористых материалов показаны на рис. 2. Профиль (а) обычно наблюдается для нефункционализированных матриц, которые первоначально демонстрируют эффект всплеска с последующим очень медленным высвобождением лекарственного средства. Этот вид профиля может быть полезен, когда требуется немедленная высокая доза,

например, для острых инфекций или воспалений. Профиль (b) связан с процессами диффузии или растворения и, как правило, соответствует кинетике первого порядка в отношении концентрации лекарственного средства. Ярким примером этого профиля является система алендронат / МСМ-41. Профиль (c) соответствует кинетике нулевого порядка; то есть процесс реализации зависит только от времени. Этот вид профиля характерен для долгосрочных систем доставки лекарств, для которых система SBA-15/алендронат является ярким примером. Наконец, профиль (d) представляет собой более сложную систему реагирования на внешние воздействия.

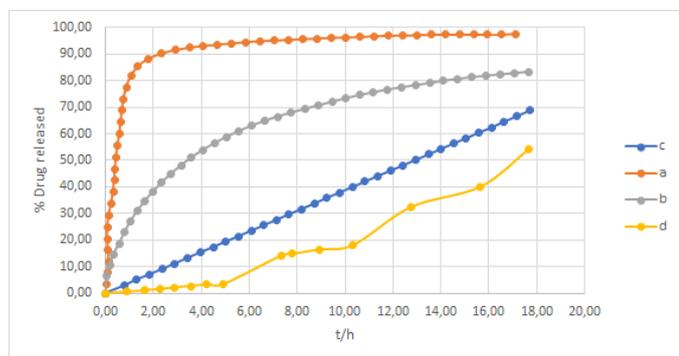


Рис. 2. Профили реализации лекарственного средства мезопористой структуры

В этих системах скорость высвобождения может контролироваться внешними изменениями (например, значением pH, температурой, магнитным полем), что открывает широкий спектр возможных интеллектуальных СДЛ.

II. РАЗРАБОТКА МЕТОДА АДДИТИВНОЙ ПЕЧАТИ

Основная цель проекта – производство лекарственных препаратов с использованием технологии струйной связки. Этот подход позволяет производить препараты с точно определенными характеристиками, принимая во внимание многие параметры, такие как: параметры человеческого организма, дозировка препарата, тип мезопористой матрицы носителя и т. д.

Порошок, используемый в процессе распыления связующего, служит в качестве наполнителя и имеет мезопористую структуру, подходящую для загрузки активных фармацевтических ингредиентов (АФИ). Известно, что мезопористая структура стабилизирует аморфное состояние АФИ и будет полезна для повышения растворимости АФИ с низким показателем растворимости в воде. Успешная реализация процесса распыления связующего вещества позволит производить персонализированные лекарства, которые могут быть изготовлены на месте в больницах, чтобы сократить время выполнения заказа – от заказа лекарства до его введения пациенту.

A. Конструкция и электроника

За основу был взят коммерческий принтер Plan «В», содержащий все необходимые механические компоненты:

направляющие для передвижения печатающей головки, поршни для передвижения подающей плоскости и базовой плоскости печати, валик для нанесения слоя порошка.

Для управления принтером была выбрана плата Megatronics, позволяющая контролировать 6 шаговых двигателей и оптические стоп-датчики. С помощью данной платы производится перемещение каретки печатающей головки и нанесение нового слоя порошка. Процесс нанесения слоя заключается в передвижении подающей и базовой плоскости в противоположных направлениях, тем самым создается излишек порошка на подающей плоскости и пространство для нанесения на базовой. После этого происходит движение валики вдоль плоскостей, за счет чего происходит равномерное формирование слоя готового к нанесению связующего.

B. Печатающая головка и система подачи связующего

Для обеспечения высокой точности нанесения связующего и возможности печати различными типами растворителей (пропанол, ацетон и т.д.) была выбрана печатающая головка XAAR 128 на основе пьезоактюаторов. Ее подключение происходит с помощью платы Arduino через SPI соединение. Питание разделено на две линии 35 В с низким и высоким уровнем шума с помощью двухмодульного реле. Отдельно стоит отметить систему подачи связующего, схема которой изображена на рис. 3.

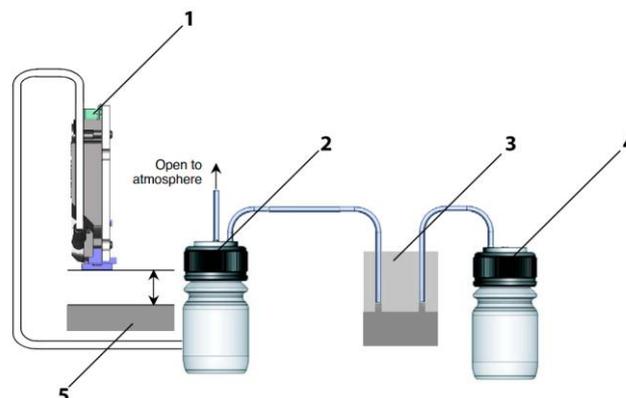


Рис. 3. Система подачи связующего

В данной системе используется метод негативного давления, чтобы избежать протечки связующего вещества. Печатающая головка (1) соединена с малым контейнером (2), где содержится отфильтрованное связующее вещество. Подача связующего производится с помощью помпы (3) из основного контейнера (4). Важно отметить, что для качественно печати необходимо установить расстояние не больше 1 мм между печатающей головкой и слоем порошка.

C. Программное обеспечение

Для работы устройства были созданы три программы. Две из них отвечают за работу микроконтроллеров и используют библиотеку, разработанную для печатающей головки на языке C/C++. Для разработки графического

интерфейса пользователя, содержащего поля ввода основных параметров печати и визуализации изготавливаемой структуры использовался язык Python 3. Кроме этого программа позволяет определить концентрацию реализуемого лекарственного средства с помощью функции Батемана:

$$C_p(t) = \frac{D}{-V_c} \frac{k_a}{k_a - k_e} (e^{-k_e t} - e^{-k_a t}), \quad (1)$$

где C_p – концентрация в плазме крови, D – доза, V_c – объем распределения, k_a и k_e – константы скорости адсорбции и выведения соответственно. Пример послойной визуализации производимого образца представлен на рис. 4. Единицы измерения по осям являются относительными.

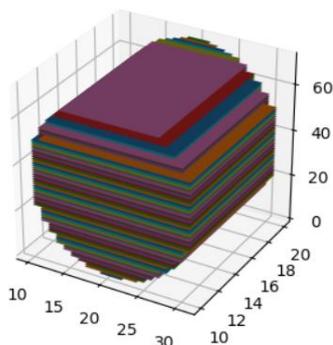


Рис. 4. Пример объемной визуализации слоев нанесения

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Хочется выразить благодарность научному коллективу лаборатории Ангстрема Уппсальского университета в лице Йонаса Линда за возможность реализации описываемого исследования. Так же отдельная благодарность сотрудникам УНЛ «Наноматериалы» СПбГЭТУ «ЛЭТИ» за помощь в проведенной работе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Vallet-Regí M., Balas F., Arcos D. Mesoporous materials for drug delivery // *Angewandte Chemie International Edition*. 2007. Т. 46. № 40. С. 7548-7558.
- [2] Spivak Y.M., Mjakin S.V., Moshnikov V.A., Belorus A.O., Bobkov A.A. Surface functionality features of porous silicon prepared and treated in different conditions // *Journal of Nanomaterials*. 2016. Т. 2016.
- [3] Мошников В.А., Спивак Ю.М., Алексеев П.А., Пермяков Н.В. Атомно-силовая микроскопия для исследования наноструктурированных материалов и приборных структур. 2014.
- [4] Леньшин А.С., Кашкаров В.М., Середин П.В., Спивак Ю.М., Мошников В.А. Исследование электронного строения и химического состава пористого кремния, полученного на подложках п-и р-типа, методами XANES и ИК спектроскопии // *Физика и техника полупроводников*. 2011. Т. 45. № 9. С. 1229.
- [5] Леньшин А.С., Кашкаров В.М., Спивак Ю.М., Мошников В.А. Исследование электронного строения и фазового состава пористого кремния // *Физика и химия стекла*. 2012. Т. 38. № 3. С. 383-392.

Методика расчета силовых характеристик электростатических крепежных устройств на основе эффекта Джонсона-Рабека

В. А. Жуков¹, Н. С. Пщелко², Т. Б. Ишмуратов
Военная академия связи им. С.М. Буденного
¹vic-zhukoff@yandex.ru, ²nikolsp@mail.ru

Abstract. Various types of electrostatic holding devices (EHD) are considered. Methods for calculating the power characteristics of EHD on the basis of the Johnson–Rabek effect are analyzed. It is shown that to calculate the power characteristics of this type EHD, it is necessary to take into account the effect of the actual contact area, which increases under the influence of the electric adhesive force. Mathematical expressions necessary for calculation are obtained and experimental data are given.

Keywords: Johnson–Rabek effect; electrostatic holding devices; power characteristics; electric field

В технике часто возникает необходимость закреплять (постоянно или временно) детали, в том числе, перфорированные и из немагнитных материалов. В этом случае традиционные способы закрепления – с помощью клеев, магнитных захватов, вакуумных присосок и др. не всегда приемлемы. Для решения указанной проблемы, а также для повышения адгезии уже нанесенных слоев можно использовать электростатические (пондеромоторные) силы [1–10].

В частом практическом случае, когда необходимо временно соединить детали, применяются электростатические крепежные устройства (ЭКУ) различных типов:

- ЭКУ на основе сильного неоднородного электрического поля, в которых закрепление объекта осуществляется за счет втягивающих в область более сильного поля градиентных сил.
- Электрореологические ЭКУ, работа которых основана на электрореологическом эффекте.
- ЭКУ основе эффекта Джонсона-Рабека, основанные на перераспределении напряженности электрического поля в многослойной системе в пользу слоя с наибольшим электрическим сопротивлением и наименьшей диэлектрической проницаемостью.

ЭКУ на основе сильного неоднородного электрического поля типа требуют высоких напряжений для работы и сложны в изготовлении. Электрореологические ЭКУ не получили промышленного использования из-за дороговизны и температурной нестабильности свойств электрореологических жидкостей. Наиболее простыми и в то же время эффективными представляются ЭКУ основе эффекта Джонсона-Рабека.

Схема ЭКУ основе эффекта Джонсона-Рабека показана на рис. 1.

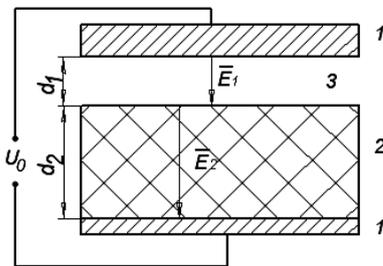


Рис. 1. Схема ЭКУ основе эффекта Джонсона-Рабека. 1 – проводники, 2 – высокоомная полупроводящая подложка, 3 – воздушный зазор, обусловленный шероховатостью и волнистостью скрепляемых поверхностей

Работа рассматриваемого ЭКУ основана на том, что сопротивление воздушного зазора значительно больше, чем сопротивление подложки. Поэтому практически все напряжение оказывается приложенным к тонкому воздушному зазору. В результате там возникают большие электрические поля и силы закрепления.

Вместе с тем, попытки количественно оценить силовые характеристики ЭКУ рассматриваемого типа, исходя из представленной модели, не согласуются с экспериментом. В качестве примера рассмотрим ЭКУ с рабочим напряжением $U_0 = 500$ В, толщиной воздушного зазора $d_1=2$ мкм и толщиной подложки $d_2=6$ мм, имеющей диэлектрическую проницаемость $\epsilon_2=10$. Пондеромоторное давление в рассматриваемой структуре можно попытаться определить по формуле

$$p_1 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_1 E_1^2 \quad (1)$$

где ϵ_0 - электрическая постоянная, $\epsilon_1 \approx 1$ - диэлектрическая проницаемость воздуха, $E_1 = \frac{U_0}{d_1}$ -

напряженность электрического поля в нем. Расчеты по (1) дают значение давления около 280 кПа, в то время как экспериментальные значения составляют около 10 кПа. Такое сильное несоответствие объясняется тем, что в результате притяжения в местах фактического контакта воздушный зазор исчезает и роль тянущего поля начинает

играть поле в подложке с напряженностью $E_2 = \frac{U_0}{d_2}$ [6-

8]. Попробуем тогда, считая что тянущим является электрическое поле в подложке, определить пондеромоторное давление, развиваемое ЭКУ, по формуле

$$p_2 = \frac{1}{2} \epsilon_0 \epsilon_2 E_2^2. \quad (2)$$

Расчет в этом случае дает значение около 0,3 Па. Получившееся значение также не удовлетворяет данным эксперимента, причем, в отличие от предыдущего варианта расчета, в меньшую сторону.

Полученный результат указывает на то, что расчет ЭКУ на основе эффекта Джонсона-Рабека должен обязательно осуществляться с учетом его механических свойств, а именно с учетом доли площади фактического контакта, возникающей под влиянием электроадгезионного усилия [7].

В настоящей работе показано, что расчет среднего по площади давления \bar{p} с учетом указанных обстоятельств, может быть выполнен на основе относительно простого трансцендентного уравнения для \bar{p} :

$$\bar{p} = p_1 \left[\epsilon_2^{-1} + (1 - \epsilon_2^{-1}) \cdot e^{-\frac{\bar{p}}{p_0}} \right], \quad (3)$$

в котором с помощью коэффициента p_0 учитываются механические характеристики контакта, связанные главным образом с шероховатостью соединяемых поверхностей и их модулями упругости. Такой расчет не вызывает больших затруднений и, в отличие от методики, рассмотренной в [7], может быть оперативно применен при разработке и испытаниях ЭКУ.

Некоторые результаты расчета на основе (1), (2), (3) представлены на рис. 2.

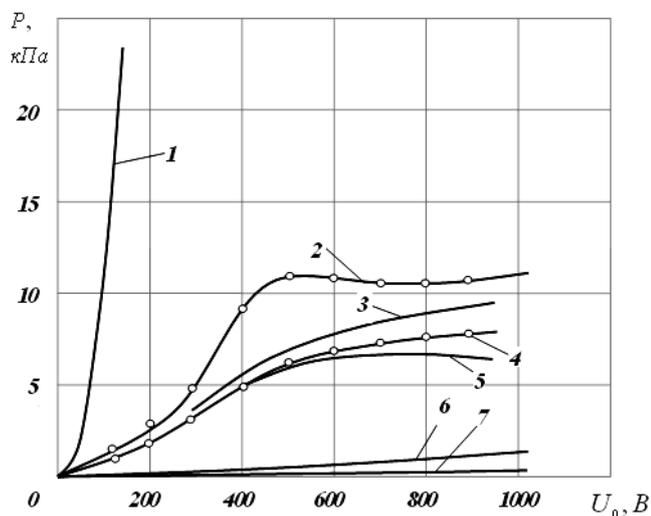


Рис. 2. Экспериментальные (2,4) и расчетные (1, 3, 5, 6, 7) зависимости усилия закрепления от электрического напряжения в ЭКУ, основанном на эффекте Джонсона-Рабека. 1, 6, 7 – расчет на основе формулы плоского конденсатора (1 – расстояние между обкладками конденсатора равно толщине воздушного зазора; 6, 7 – толщине подложки); 3, 4 – расчет с учетом влияния точек фактического контакта (3 – $d_2 = 3,5$ мм; 5 – $d_2 = 6$ мм); 2 – $d_2 = 3,5$ мм; 4 – $d_2 = 6$ мм; $\epsilon_1 = 1$; $\epsilon_2 = 10$; $d_1 = 2$ мкм; $p_0 = 104$ Па

Из данных рис. 2 следует, что предлагаемый подход позволяет получать расчетные результаты, удовлетворительно соответствующие эксперименту.

Разработанный подход может оказаться полезным при конструировании и разработке различных устройств полевого принципа действия [11–15], оценке электроадгезионных эффектов в различных конденсаторных структурах [16–19] и для других применений [20].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Пшелко Н.С., Сырков А.Г., Вахренёва Т.Г., Пантюшин И.В., Сырков Д.А. Электрофизические и химико-физические микро- и нанотехнологии усиления адгезии компонентов в системе металл-диэлектрик. *Российские нанотехнологии*, 2009. Т. 4. № 11-12. С. 42-47.

[2] Кошевой В.Л., Белорус А.О., Пшелко Н.С. Исследование получения сенсоров на основе пористых полупроводников АЗВ5 группы с применением электроадгезионных контактов. - *Альтернативные источники энергии в транспортно-технологическом комплексе: проблемы и перспективы рационального использования*. 2016. Т. 3. № 2. С. 35-40.

[3] Пшелко Н.С. Поляризация приповерхностных слоев ионных диэлектриков на границе электроадгезионного контакта с проводником. - *Цветные металлы*. 2005. № 9. С. 44-50.

[4] Пшелко Н.С., Бувич В.В. Использование электрического поля для получения и неразрушающего контроля емкостных сенсоров и активаторов. - *Записки Горного института*. 2010. Т. 186. С. 253-256

[5] Pshchelko N.S., Sevryugina M.P. Modeling of Physical and Chemical Processes of Anodic Bonding Technology. - *Advanced Materials Research*. 2014. V. 1040. P. 513-518.

[6] Pshchelko N.S. Interlayer Polarization of Ionic Dielectrics at Anodic Bonding Process With a Conductor Surface. - *Non-Ferrous Metals*. 2006. № 4. P. 27.

[7] Пшелко Н.С., Стоянова Т.В. Влияние шероховатости поверхностей электроадгезионного контакта на его силовые характеристики - *Цветные металлы*, 2008, №5 С. 51-57.

[8] Пшелко Н.С. Электрофизические методы неразрушающего контроля и формирования металлodieлектрических структур. - *Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Санкт-Петербургский государственный горный университет*. Санкт-Петербург, 2011.

[9] Нагорный В.С., Пшелко Н.С. Экспериментальное исследование способов повышения адгезии проводящих частиц к диэлектрическим подложкам. - *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление*. 2009. № 3 (80). С. 185-190.

[10] Нагорный В.С., Пшелко Н.С. Теоретические основы повышения адгезии проводящих слоев к диэлектрическим подложкам. - *Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление*. 2009. № 4 (82). С. 217-221.

[11] Nalimova S.S., Spivak Yu.M., Moshnikov V.A., Pshchelko N.S., Kadi Y.S. Morphological Feature Analysis of the Prospective Combined Gas Sensitive Sensor Elements. - *Smart Nanocomposites*. 2014. V. 5. № 1. P. 29-38.

[12] Aleksandrova O.A., Mazing D.S., Matyushkin L.B., Moshnikov V.A., Pshchelko N.S. Features of Colloidal Quantum Dots Synthesis in Nonpolar and Aqueous Media. - *Smart Nanocomposites*. 2014. V. 5. № 2. P. 1-10.

[13] Moshnikov V.A., Gracheva I.E., Pshchelko N.S., Anchkov M.G., Levine K.L. Investigating Properties of Gas-sensitive Nanocomposites Obtained Via Hierarchical Self-Assembly. - *Smart Nanocomposites*. 2011. T. 2. № 2. С. 165-179.

[14] Пшелко Н.С., Мустафаев А.С. Использование полевых транзисторов для контроля характеристик диэлектриков. - *Записки Горного института*. 2010. Т. 187. С. 125-131.

[15] Климова Н.В., Лебедева Г.К., Рудая Л.И., Юрре Т.А., Соколова И.М., Пшелко Н.С. Модификация термостойких фотолаков для новых областей применения. - *Петербургский журнал электроники*. 2002. № 3. С. 33.

[16] Спичкин Г.Л., Чистов Е.К., Пшелко Н.С., Сырков А.Г. Модификация поверхности материалов обработкой в плазме низкотемпературного объемного разряда. - *Цветные металлы*. 2009. № 12. С. 61-66.

[17] Пшелко Н.С. Методика определения параметров капсулей конденсаторных структур с подвижными обкладками. - *Записки Горного института*. 2010. Т. 187. С. 117-124.

[18] Акчуриин Т.Р., Пшелко Н.С., Бувич В.В. Программное обеспечение для контроля параметров емкостных структур на основе использования силового действия электростатического поля - *Записки Горного института*. 2012. Т. 196. С. 289-295.

[19] Левин К.Л., Пшелко Н.С. Электрохимические свойства композита полипиррола и полиимида Левин К.Л., Пшелко Н.С. - *Высокомолекулярные соединения. Серия А*. 2011. Т. 53. № 6. С. 906-917.

[20] Пшелко Н.С., Шаппо С.Э. Использование модифицированных поверхностей для улучшения адгезии к металлической части зубных протезов. - *Биотехносфера*. 2014. № 4 (34). С. 19-25.

Газочувствительные металлооксидные слои, сенсibilизированные коллоидными нанокристаллами

С. С. Налимова¹, А. А. Бобков², Д. С. Мазинг³

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹sskarpova@list.ru, ²anton.a.bobkov@yandex.ru, ³dmazing@yandex.ru

Abstract. Gas-sensitive composite structures based on metal oxides sensitized by colloidal nanocrystals are obtained. The principle of operation of a semiconductor gas sensor of adsorption type on the basis of the obtained structure under the visible light is considered.

Keywords: metal oxides; colloidal nanocrystals; gas sensors; photosensitization

I. ВВЕДЕНИЕ

В последнее время большое внимание уделяется металлооксидным полупроводникам, таким как SnO_2 , TiO_2 , ZnO , WO_3 , In_2O_3 , обладающих высокой чувствительностью и имеющими низкую стоимость. Среди них ZnO является одним из наиболее активно исследуемых материалов [1, 2]. Однако сенсорные слои на основе оксида цинка проявляют газочувствительные свойства лишь при повышенных температурах [3, 4], что приводит к увеличению потребляемой мощности, создает потенциальную опасность при детектировании горючих газов, а также дополнительные трудности, связанные с точным поддержанием рабочей температуры. В этом случае необходимо также использовать подложки, стойкие к воздействию высоких температур, усложняя тем самым дизайн сенсоров. Следовательно, необходимы разработки сенсоров на основе ZnO , работоспособных при комнатной температуре. В последние годы появляются работы, посвященные фотоактивированным металлооксидным полупроводникам [5, 6]. Известно, что при взаимодействии полупроводника со светом с энергией фотона, большей чем его ширина запрещенной зоны, образуются фотогенерированные электронно-дырочные пары. Так как оксид цинка является широкозонным полупроводником (3,37 эВ), для его фотоактивации может использоваться лишь свет ультрафиолетового диапазона, воздействие которого может приводить к разрушению компонентов сенсора и детектируемых газов вследствие высокой энергии фотона. В связи с этим интерес представляет разработка способов использования для фотоактивации

более дешевого и экологичного видимого света. Одним из способов расширения фотоотклика оксида цинка в область видимого света является его модификация узкозонными полупроводниками, такими как CdS , PbS и др [7]. Однако содержание токсичных элементов ограничивает их практическое применение. В качестве альтернативных материалов могут использоваться полупроводниковые наночастицы халькопиритов, такие как AgInS_2 .

Целью данной работы являлась разработка газочувствительных слоев на основе наностержней оксида цинка, сенсibilизированных коллоидными нанокристаллами AgInS_2 и исследование процессов их взаимодействия с газовой фазой.

II. ЭКСПЕРИМЕНТ

Коллоидные нанокристаллы $\text{AgInS}_2/\text{ZnS}$ были синтезированы в водном растворе с использованием AgNO_3 и $\text{In}(\text{NO}_3)_3 \cdot 4,5\text{H}_2\text{O}$ в качестве источников катионов и $\text{Na}_2\text{S} \cdot 9\text{H}_2\text{O}$ в качестве анионного прекурсора. Частицы были стабилизированы меркаптопропионовой кислотой. Оболочка более широкозонного ZnS наносилась путем реакции комплексов цинка и меркаптопропионовой кислоты с $\text{Na}_2\text{S} \cdot 9\text{H}_2\text{O}$. Полученные нанокристаллы характеризовались интенсивной фотолюминесценцией с максимумом длины волны около 600 нм [8, 9].

Для создания сенсорного слоя на керамической подложке с нанесёнными электродами были сформированы наностержни оксида цинка гидротермальным методом [10]. В дальнейшем, на выращенные наностержни ZnO были нанесены коллоидные нанокристаллы AgInS_2 методом drop coating. Для улучшения электрического контакта с наностержнями, полученная структура подвергалась ультрафиолетовому облучению с длиной волны 253 нм для удаления органической оболочки коллоидных нанокристаллов.

Сформированная таким образом структура была исследована посредством растровой электронной микроскопии. На поверхности керамической подложки наблюдаются наностержни со средним диаметром порядка

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 17-79-20239

70 нм, и длиной около 1,5 мкм. На их поверхности также наблюдаются частицы, которые являются коллоидными нанокристаллами AgInS_2 . Размер частиц составляет 20 нм, что является большим, чем теоретически рассчитанное по методике синтеза значение, что связано с их агломерацией в процессе нанесения и сушки [11].

III. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ КОМПОЗИТНОЙ СТРУКТУРЫ С ГАЗОВОЙ ФАЗОЙ

В полученной композитной структуре ZnO является акцептором электронов и основным каналом проводимости, в то время как AgInS_2 – донор электронов. Следует отметить, что главными факторами, влияющими на проводимость сенсора и концентрацию электронов являются ширина области обедненного заряда и высота барьера на границах зерен.

При воздействии видимого света высокоэнергетичные фотоны поглощаются AgInS_2 и формируются фотогенерированные электронно-дырочные пары, как показано на рис. 1. Вследствие подходящей ширины запрещенной зоны и влияния гетероперехода между AgInS_2 и ZnO фотогенерированные электроны и дырки могут эффективно разделяться. Затем, электроны из возбужденного AgInS_2 могут инжектироваться в зону проводимости ZnO , вызывая быстрый рост концентрации электронов, что приводит к уменьшению ширины области обедненного заряда и электрического сопротивления относительно темнового.

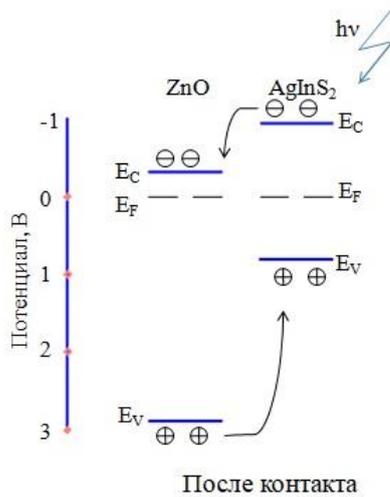
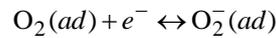


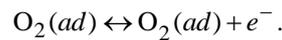
Рис. 1. Энергетическая структура диаграммы $\text{ZnO}/\text{AgInS}_2$

Одновременно, генерированные дырки переходят из ZnO в AgInS_2 и накапливаются в валентной зоне AgInS_2 . Так как количество центров для накопления дырок ограничено, при полном заполнении валентной зоны AgInS_2 процессы миграции фотогенерированных электронов и дырок приходят к стационарному состоянию. Вследствие этого образуется новое равновесное состояние концентрации носителей заряда в композитных слоях $\text{ZnO}-\text{AgInS}_2$, и их сопротивление стабилизируется.

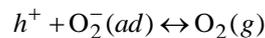
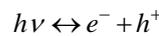
Схема процесса газовой чувствительности $\text{ZnO}-\text{AgInS}_2$ показана на рис. 2 [12]. При воздействии воздуха в темноте при комнатной температуре на поверхности оксида цинка образуются хемосорбированные ионы кислорода O_2^- , захватывающие электроны из зоны проводимости. На поверхности оксида цинка появляется область обедненного заряда, а на границах зерен образуются барьеры, что приводит к увеличению сопротивления $\text{ZnO}-\text{AgInS}_2$. Этот процесс может быть описан следующими реакциями:



При воздействии света может наблюдаться уменьшение сопротивления. В этом случае может происходить десорбция O_2^- , так как энергия фотонов достаточна для этого процесса, как показано на рис. 2, б:

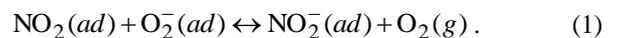


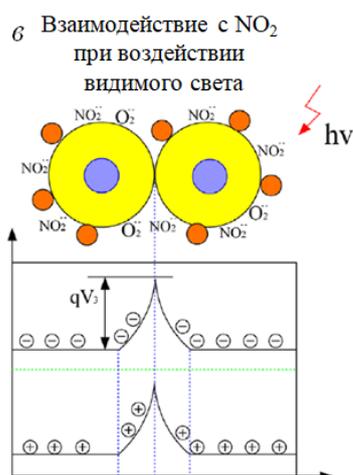
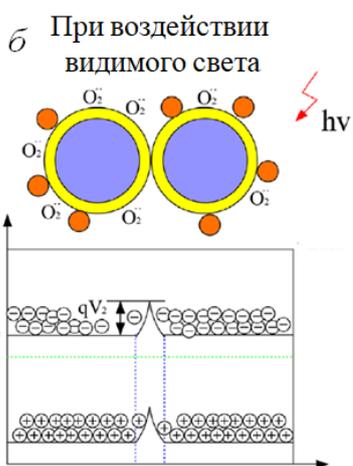
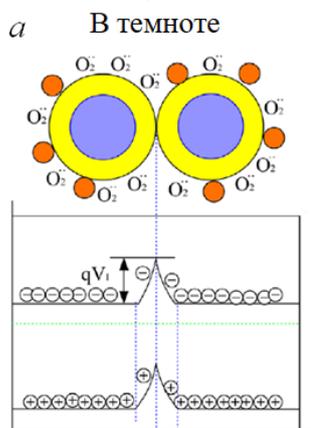
Кроме того, фотогенерированные дырки диффундируют к поверхности ZnO и вступают в реакцию с адсорбированными ионами O_2^- , приводя к их десорбции.



Вследствие данных реакций происходит эффективное разделение фотогенерированных электронно-дырочных пар и увеличение числа свободных электронов в оксиде цинка. Гетероструктура между AgInS_2 и ZnO предотвращает рекомбинацию электронов и дырок и увеличивает время жизни фотогенерированных электронов, приводя к увеличению концентрации электронов в зоне проводимости ZnO . Более того, ширина области обедненного заряда и, соответственно, высота барьеров на межзеренных границах уменьшаются. Следовательно, по сравнению с сенсором, находящимся в темноте, при воздействии света больше свободных электронов пересекают межзеренные границы, что приводит к уменьшению сопротивления.

При появлении NO_2 его молекулы захватывают электроны адсорбированного кислорода (рис. 2, в), так как обладают большим сродством к электрону (2,27 эВ) по сравнению с O_2 (0,44 эВ). Известно, что поверхностный акцепторный уровень, создаваемый NO_2 , лежит глубже, чем O_2^- , что увеличивает ширину области обедненного заряда и высоту барьера на межзеренных границах. Это означает, что концентрация электронов в зоне проводимости ZnO резко уменьшается, приводя к значительному увеличению сопротивления. Данная реакция происходит следующим образом:

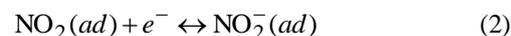




● : AgInS₂ ● : ZnO ⊖ : электрон ⊕ : дырка
 ● : область обедненного заряда

Рис. 2. Схема процесса газочувствительности при различных условиях

Кроме захвата электронов от адсорбированных ионов кислорода, физически адсорбированные молекулы NO₂ могут также захватывать электроны из зоны проводимости ZnO, образуя ионы NO₂⁻ согласно реакции:



После прекращения подачи NO₂, реакции 1 и 2 протекают в обратном направлении. Электроны переходят от NO₂⁻ к O₂, в результате чего вновь образуются ионы кислорода, или же в зону проводимости ZnO, в результате чего сопротивление уменьшается.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, в работе созданы композитные материалы на основе ZnO и AgInS₂ и рассмотрены процессы, происходящие в таких структурах при воздействии света видимого диапазона и взаимодействии с газовой фазой.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Авторы выражают благодарность профессору Мошникову В.А., доценту Максимову А.И. и аспиранту Рябко А.А. за активное обсуждение и помощь в экспериментах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Cys-modified zinc oxide 1D-nanostructures formation for gas sensors application / A.A. Semenova, O. Yukhnovets, A.I. Maximov et al. // EAI Endorsed Transactions on Energy Web. 2019. V. 6, Is. 21. P. 1-4.
- [2] Формирование литографических рисунков ограниченными микрочастицами оксида цинка на кремниевой подложке / А.А. Бобков, И.А. Пронин, В.А. Мошников и др. // Письма в ЖТФ. 2018. Т. 44, вып. 15. С. 87-92.
- [3] Wide-gap metal oxide nanocomposites with fractal-percolation structure for chemoresistive-type adsorption sensors / I.A. Pronin, I.A. Averin, N.D. Yakushova et al. // AIP Conference Proceedings. 2019. V. 2063. P. 040043.
- [4] Investigation of the vapor-sensitive properties of zinc oxide layers by impedance spectroscopy / S.S. Nalimova, I.E. Kononova, V.A. Moshnikov et al. // Bulgarian Chemical Communications. 2017. V. 49, N. 1. P. 121-126.
- [5] Highly sensitive room temperature sensors based on the UV-LED activation of zinc oxide nanoparticles / B. P. J. De Lacy Costello, R. J. Ewen, N. M. Ratcliffe et al. // Sensors and Actuators B: Chemical. 2008. V. 134. P. 945-952.
- [6] Catalytic combustion type hydrogen gas sensor using TiO₂ and UV-LED / C. Han, D. Hong, S. Han et al. // Sensors and Actuators B: Chemical. 2007. V. 125. P. 224-228.
- [7] Synthesis of optosensitive structures based on zinc oxide / Ryabko A.A., Maximov A.I., Moshnikov V.A., Nalimova S.S. // Journal of Physics: Conference Series. 2018. V. 993, N. 1. P. 012024.
- [8] Синтез и характеристика коллоидных нанокристаллов тройных халькогенидных соединений / Д.С. Мазинг, А.И. Шульга, Л.Б. Матюшкин и др. // Оптика и спектроскопия. 2017. Т. 122, № 1. С. 122-125.
- [9] Synthesis of ternary chalcogenide colloidal nanocrystals in aqueous medium / D.S. Mazing, I.S. Chernaguzov, A.I. Shulga et al. // Journal of Physics: Conf. Series. 2018. V. 1038. P. 012050.
- [10] Study of Gas-Sensitive Properties of Zinc Oxide Nanorod Array at Room Temperature / A.A. Bobkov, D.S. Mazing, A.A. Ryabko et al. // 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech): Proceedings, Saint-Petersburg, 22-23 Oct. 2018. / SPbPU, 2018. P. 219-221.
- [11] Фотосенсибилизированные адсорбционные полупроводниковые газовые сенсоры / С.С. Налимова, А.А. Бобков, Д.С. Мазинг и др. // Системы обеспечения техносферной безопасности: Материалы V Всероссийской конференции и школы для молодых ученых (с международным участием), Таганрог, 5-6 окт. 2018. / Таганрог: ЮФУ, 2018. С. 206-208.
- [12] Geng X., Zhang C., Debliquy M. Cadmium sulfide activated zinc oxide coatings deposited by liquid plasma spray for room temperature nitrogen dioxide detection under visible light illumination // Ceramics International. 2016. V. 42, Is. 4. P. 4845-4852.

Влияние катионов металлов на фотолюминесцентные свойства нанокристаллов Ag-In-S / ZnS

О. А. Корепанов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
okrpnv@gmail.com

Abstract. A sensing fluorescent probe based on the photoluminescence (PL) quenching of the Ag-In-S colloidal nanocrystals with a wide bandgap ZnS shell was studied for heavy metals ions detection. Addition of different types of cations leads to the changing of PL spectra shape. The quenching effect is accompanied by the shift of the PL spectra and the redistribution of PL maxima. It is possible to use the obtained results as active media for the development of optical sensors for the detection of heavy metal ions in aqueous solutions.

Keywords: ternary metal chalcogenides; nanocrystals; chemical sensors; nickel detection; lead detection; cobalt detection

I. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Нанокристаллы (НК) тройных халькогенидных соединений металлов типа Ag-In-S и структуры типа ядро/оболочка, где в качестве последней, как правило, выступает соединение ZnS, обладают достаточно большим потенциалом в области биомедицины и сенсорики. Активные среды датчиков тяжелых металлов на основе НК Ag-In-S имеют достаточно высокую чувствительность по отношению к присутствующим в растворе катионам металлов [1]. Изменяя мольное соотношение между входящими в состав НК металлами [Ag] и [In], возможно получить различные формы спектров фотолюминесценции (ФЛ) [2]. Применительно к сенсорики наиболее сложные формы спектра являются предпочтительными, поскольку они позволяют осуществлять качественный анализ присутствующих в растворе НК катионов металлов с большей точностью за счет перераспределения интенсивностей максимумов спектров ФЛ. Также при количественном и качественном анализе учитываются такие параметры, как смещение положения спектра ФЛ и тушение ФЛ, последнее наиболее удачно описывается прямой Штерна-Фольмера.

Применительно к сенсорики НК Ag-In-S были синтезированы в водной среде с использованием меркаптопропионовой кислоты в качестве стабилизатора с мольным соотношением компонентов [Ag]:[In] = 1:4 [3]. В дальнейшем частицы были отобраны, очищены и

помещены в раствор фосфатно-солевого буфера [1]. В полученные таким образом активные среды были добавлены катионы тяжелых металлов, итоговый объем образцов составлял 1 мл.

Присутствие катионов никеля из хлорида никеля с концентрацией 3,74 ммоль/л вызывает смещение левого максимума спектра ФЛ на 32 нм, а также перераспределение максимумов, что отражается в большем относительном снижении интенсивности ФЛ правого максимума по отношению к левому. Значение постоянной Штерна-Фольмера в данном случае составляет 7,87. Аналогичное значение константы Штерна-Фольмера было получено при исследовании влияния катионов свинца из хлорида свинца с концентрацией 0,48 ммоль/л (больших значений достичь не удалось ввиду низкой растворимости соли свинца в воде). При этом наблюдалось смещение спектра в сторону длинных волн с противоположным характером перераспределения спектров ФЛ. Влияние катионов кобальта из нитрата кобальта в диапазоне концентраций от 0 до 1,36 ммоль/л имеет схожий характер с влиянием катионов свинца из хлорида свинца, при этом снижение интенсивности ФЛ происходит при более низких концентрациях, что численно отражается в относительно малых значениях постоянной Штерна-Фольмера, которая соответствует значению 0,73.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Korepanov O.A., Mazing D.S., Aleksandrova O.A., Moshnikov V.A. Synthesis and Study of Colloidal Nanocrystals Based on Ternary Chalcogenides for Active Media of Heavy Metal Ions Sensors //2019 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). IEEE, 2019. С. 771-773.
- [2] Mazing D.S., Chernaguzov I.S., Shulga A.I., Korepanov O.A., Aleksandrova O.A., Moshnikov V.A. Synthesis of ternary chalcogenide colloidal nanocrystals in aqueous medium //Journal of Physics: Conference Series. IOP Publishing, 2018. Т. 1038. №. 1. С. 012050.
- [3] Mazing D.S., Korepanov O.A., Aleksandrova O.A., Moshnikov V.A. Synthesis of Ternary Metal Chalcogenide Colloidal Nanocrystals in Aqueous Solutions //Optics and Spectroscopy. 2018. Т. 125. №. 5. С. 773-776.

Симуляция процессов магнетронного распыления с применением методов Монте-Карло

В. И. Горшанов^{1,2}

¹ Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

² Lappeenranta University of Technology (LUT)
gorshvad@yandex.ru

Abstract. Current work focuses on applications of Monte-Carlo modeling for magnetron sputtering. Review is made of existing methods of calculations that are used for magnetron sputtering processes; a program has been written to perform simulations of various processes in a magnetron sputtering apparatus, from the calculation of a magnetic field to the simulation of deposition profile.

Keywords: magnetron sputtering; thin films; computer simulation; Monte-Carlo

I. ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА МОНТЕ-КАРЛО К ПРОЦЕССАМ МАГНЕТРОННОГО РАСПЫЛЕНИЯ

Магнетронное распыление является одним из наиболее широко используемых в промышленности методов нанесения пленок, диапазон применений которого варьируется от нанесения декоративных покрытий до получения тонких пленок с целью формирования наноструктур [1]. Суть метода заключается в совершенствовании традиционного метода диодного нанесения пленок путем внесения магнитного поля, направленного перпендикулярно электрическому, что приводит к появлению ловушки для электронов. Локализация электронов вблизи мишени приводит к возможности функционирования системы при пониженных давлениях газа 1–10 мТорр и пониженных напряжениях 300–600 В; при этом распыление с мишени происходит неравномерно, а образуется характерный профиль травления, форма которого сильно зависит от конфигурации магнитного поля [2,3].

A. Предпосылки применения метода Монте-Карло для симуляции процессов магнетронного распыления

Метод Монте-Карло, названный так в честь игорных заведений Монте-Карло, позволяет анализировать процессы (физические, социологические, экономические и др.) путем компьютерного моделирования, которое включает в себя многократную симуляцию элементарных составляющих процесса (ошибка результатов обратно пропорциональна корню из числа виртуальных экспериментов) и генерации псевдослучайных чисел [4–7].

Поскольку, с одной стороны, физика процессов магнетронного распыления достаточно хорошо и давно изучена [8], а с другой – в них участвует большое число частиц, взаимодействие которых во многом носит вероятностный характер, то метод Монте-Карло находит широкое применение в изучении и оптимизации процессов нанесения пленок [9–12].

B. Расчеты процессов магнетронного нанесения

При полноценной симуляции процессов магнетронного распыления необходимо выполнить следующие этапы:

- Расчет магнитного поля: поскольку магнитное поле не зависит от процессов, происходящих в плазме (магнитное поле, создаваемое током электронов в плоскости, параллельной катоду, достаточно мало, чтобы не оказывать существенного влияния на внешнее магнитное поле), то его расчет целесообразно производить непосредственно перед проведением основной симуляции.
- Расчет электрического поля: распределение электрического поля при магнетронном распылении в строгом виде представляет собой решение уравнения Пуассона; в связи с этим проведение самосогласованных расчетов, позволяющих одновременно рассчитать распределение электрического поля и концентраций частиц, может занимать до нескольких недель на суперкомпьютере [13]; это приводит к широкому применению различных приближений, которые позволяют описать электрическое поле по аналогии с магнитным, перед проведением основных вычислений [11].
- Расчет магнетронного разряда: данный этап включает в себя симуляцию движения заряженных частиц. Можно выделить следующие подходы к симуляции разряда: метод Монте-Карло, самосогласованный метод частиц-в-ячейках со столкновениями Монте-Карло (Particle-in-Cell Monte-Carlo Collisions – PIC-MCC), жидкостные

методы, а также гибридные методы, включающие в себя особенности жидкостного моделирования для потоков ионов и для низкоэнергетических электронов и метод Монте-Карло для быстрых электронов [11, 13].

- Симуляция распыления: данный этап часто моделируется на основании теории, предложенной Зигмундом и Томпсоном [14] или с помощью метода Монте-Карло, например, с помощью программы TRIM [15] или подобных ей.
- Симуляция движения распыленных атомов: как правило, на данном этапе используются данные, полученные либо экспериментально, либо путем предшествующего моделирования разряда для установления точек, из которых были выбиты атомы. Для моделирования движения распыленных частиц часто применяется метод Монте-Карло, по итогу выполнения симуляций можно получить профиль толщины нанесенной пленки [9].
- Симуляция процессов нанесения: в данных работах производится анализ движения частиц на подложке с более детальным изучением структуры получаемой пленки [12].

Таким образом, методы компьютерного моделирования могут быть применены для оптимизации как параметров процесса, таких как взаимное расположение мишени и подложки, для наиболее равномерного нанесения пленки, так и для оптимизации геометрии магнитного поля для более равномерного травления мишени.

II. ОПТИМИЗАЦИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ И ПАРАМЕТРОВ ПРОЦЕССА

A. Требования к источнику магнетронного распыления

Основной целью данного проекта является оптимизация магнитного поля источника магнетронного распыления; для данной оптимизации необходимо учитывать следующие факторы:

- Размеры катода должны быть максимально приближены к размерам самой мишени: поскольку широко применяется магнетронное распыление с нескольких мишеней [3], необходимо стремиться к получению желаемой конфигурации магнитного поля с минимальным размером магнитов.
- Использование материала мишени должно быть максимальным: в коммерчески доступных катодах для магнетронного распыления использование материала составляет 20–40 %, в зависимости от диаметра мишени и формы катода.

Под использованием материала понимается следующая величина:

$$\eta = \frac{V_{used}}{V_{target}}$$

где V_{used} – это использованный объем мишени (до того, как глубина профиля травления становится слишком большой), а V_{target} – это общий объем мишени.

- Эффективность ионизации должна быть наибольшей: поскольку магнитное поле вводится в установку непосредственно для создания ловушки для электронов, необходимо оценивать эффективность данной ловушки путем сравнения средней затрачиваемой электроном на ионизацию энергии с максимальной энергией, которую он может затратить на ионизацию. Для этого вводится параметр

$$i_2 = \frac{\langle I \rangle E_{ion}}{U_c},$$

где $\langle I \rangle$ – это среднее число ионизаций, совершаемых одним электроном, E_{ion} – это энергия ионизации (для аргона – 15,6 эВ), а U_c – напряжение, поданное между анодом и катодом.

B. Эксперимент

Проведение магнетронного распыления производилось с использованием медной мишени и аргона в качестве рабочего газа.

Вакуумная камера откачивалась до значений давления ниже 0,5 мТорр, затем в нее запускался аргон до рабочего давления (1–10 мТорр, в зависимости от особенностей процесса), и на катод подавалось нужное напряжение.

C. Проведение симуляций

В рамках данной работы была создана для проведения симуляций процессов магнетронного распыления. Программа была написана в среде MATLAB и включает в себя большинство этапов, описанных в разделе I.B, а также графический интерфейс, позволяющий, помимо прочего, задавать конфигурацию магнитов в магнетроне.

Для расчетов магнитного поля применялось приближение скалярных магнитных потенциалов [16], результаты вычислений сопоставлены с измерениями. Электрическое поле было рассчитано согласно усовершенствованному закону Чайлда–Лэнгмюра, предложенному в [17].

При проведении моделирования плазмы применялся метод Монте-Карло; для интегрирования движения электронов использовался метод Рунге-Кутты 4-го порядка [18] с динамически варьируемым шагом по времени.

Траектория движения одного электрона представлена на рис. 1; в рамках работы было установлено, что для получения воспроизводимых результатов необходимо проводить моделирование движения не менее 100 электронов.

В результате проведения моделирования плазмы была получена радиальная зависимость ионного тока, направленного к мишени; эта зависимость была сравнена с профилем травления мишени, который был измерен с помощью профилометра; было установлено, что полученные путем симуляций результаты с высокой точностью соответствуют полученному экспериментально профилю травления, что говорит о целесообразности применения симуляций для сравнения различных конфигураций магнитного поля с точки зрения использования материала мишени.

Помимо этого, была произведена симуляция движения частиц от мишени к подложке; с помощью метода Монте-Карло устанавливаются координаты, в которых происходят столкновения частиц с атомами газа; при каждом столкновении устанавливается изменение энергии атома, а также угол рассеяния.

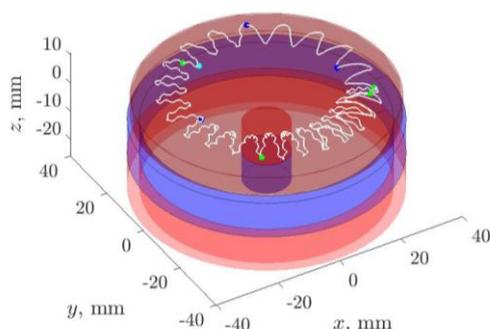


Рис. 1. Смоделированное движение одного электрона над поверхностью мишени. Синие точки – упругое рассеяние с атомами аргона; голубые точки – соударения с возбуждением; зеленые точки – соударения с ионизацией.

Полученные в результате симуляции профили нанесения пленки совпали с полученными экспериментально, что позволяет использовать созданную программу для оптимизации параметров проведения нанесения для получения наилучшей равномерности нанесения пленки.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Выражаю благодарность Маркку Райала за помощь при проведении экспериментов и сотрудникам УНЛ «Наноматериалы» СПбГЭТУ «ЛЭТИ» за помощь в работе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Нанотехнология: физика, процессы, диагностика, приборы/ Под ред. В. В. Лучинина, Ю. М. Таирова. М.: Физматлит. 2006–552 с.
- [2] Jameel D. A. Thin film deposition processes //International Journal of Modern Physics and Applications. 2015. Т. 1. №. 4. С. 193-199.
- [3] Powell R. A., Rossnagel S. M. PVD for microelectronics: sputter deposition applied to semiconductor manufacturing. San Diego, CA, USA: Academic Press, 1999. Т. 26.
- [4] Shonkwiler R. W., Mendivil F. Explorations in Monte Carlo Methods. – Springer Science & Business Media, 2009.
- [5] Мошников В.А. Локальные энергетические воздействия в исследовании и получении полупроводниковых твердых растворов: автореф. дисс. д. ф-м. н. / СПбГЭТУ «ЛЭТИ». СПб, 1996.
- [6] Во Тан Лонг., Мошников В.А. Использование метода Монте-Карло для количественного рентгеноспектрального микроанализа. //Известия СПбГЭТУ ЛЭТИ. 1993. №. 457. С. 26.
- [7] Во Тан Лонг, Мошников В.А. Программа моделирования взаимодействия электронного потока с атомами анализируемого вещества при рентгеноспектральном микроанализе методом Монте-Карло. Св-во No 940398 от 21.09.94.
- [8] Thornton J. A. Magnetron sputtering: basic physics and application to cylindrical magnetrons //Journal of Vacuum Science and Technology. – 1978. Т. 15. №. 2. С. 171-177.
- [9] Motohiro T. Applications of Monte Carlo simulation in the analysis of a sputter- deposition process //Journal of Vacuum Science & Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films. 1986. Т. 4. №. 2. С. 189-195.
- [10] Mahieu S., Van Aeken K., Depla D. Transport of sputtered particles through the gas phase //Reactive Sputter Deposition. – Springer, Berlin, Heidelberg, 2008. С. 199-227.
- [11] Bogaerts A. et al. Computer modelling of magnetron discharges //Journal of Physics D: Applied Physics. 2009. Т. 42. №. 19. С. 194018.
- [12] Tupik V. A., Margolin V. I., Su C. T. Studying of thin film growth and annealing processes on early stage by computer simulation //2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus). IEEE, 2018. С. 433-440.
- [13] Bogaerts A., Kolev I., Buyle G. Modeling of the Magnetron Discharge //Reactive Sputter Deposition. Springer, Berlin, Heidelberg, 2008. С. 61-130.
- [14] Sigmund P. Recollections of fifty years with sputtering //Thin Solid Films. 2012. Т. 520. №. 19. С. 6031-6049
- [15] James Ziegler – SRIM & TRIM [Электронный ресурс] / Interactions of ions with matter — URL: <http://www.srim.org>.
- [16] Vanderlinde J. Classical electromagnetic theory. – Springer Science & Business Media, 2006. Т. 145.
- [17] Sheridan T. E., Goree J. A. Analytic expression for the electric potential in the plasma sheath //IEEE transactions on Plasma Science. 1989. Т. 17. №. 6. С. 884-888.
- [18] Press W. H. et al. Numerical recipes 3rd edition: The art of scientific computing. Cambridge university press, 2007.

Сенсорная структура на основе фоновногo кристалла для определения состава жидкостей

Т. В. Гординская

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

gakonoplev@etu.ru

Abstract. The frequency characteristics of a two-dimensional phononic crystal are studied and the possibilities of its use in acoustic sensors for detecting the volume properties of liquids, more precisely, the speed of sound, are shown. In this study the phononic crystal is a two-dimensional periodic system of cylindrical holes in a steel plate. In order to create a sensor system, a substitutional defect was introduced into the phononic crystal by filling one of the cylindrical holes with the analyzed fluid. The resonant frequencies corresponding to the defect mode were theoretically calculated and experimentally revealed. It is shown that the shift of the resonant frequency was determined by the change in the speed of sound in a liquid, the dependence was linear.

Keywords: *phononic crystal; sound velocity sensor; fluid structure; acoustic spectroscopy*

I. ВВЕДЕНИЕ

Фоновные кристаллы представляют собой композиты из двух материалов с достаточным акустическим контрастом, образующую периодическую структуру, и обладают такими характеристиками, как возможность создания запрещенных частотных зон [1, 2]. Акустические свойства фоновногo кристалла зависят как от механических свойств составляющих его материалов, а также от симметрии, периодичности и геометрических размеров кристалла. Точечные или протяженные нарушения регулярной структуры фоновногo кристалла (так называемые дефекты) могут быть созданы таким образом, чтобы они образовывали изолированные моды внутри запрещенной зоны. Поскольку, как уже отмечалось выше, акустические свойства фоновногo кристалла зависят от механических свойств материалов, из которых состоит композит или дефект, то изменение этих свойств вызывает изменение в реакции структуры на воздействие акустических волн. Если в качестве дефекта в регулярной периодической структуре используется жидкость, то акустические свойства такой системы в определенном диапазоне частот будут определяться механическими свойствами этой жидкости. Как было показано в работе [3], управление положением изолированных узких полос пропускания на частотной шкале оказывается более удобно, чем смещением положения краев запрещенной зоны фоновногo кристалла. Эта особенность позволяет применять фоновные кристаллы для создания

акустических датчиков для детектирования объемных свойств жидкости [3, 4]. Идея датчиков на основе фоновных кристаллов основана на получении изолированных максимумов или минимумов на частотных зависимостях коэффициентов пропускания или отражения, которые соответствуют механическим свойствам жидкого наполнителя.

Целью данной работы было исследование возможностей использования фоновных кристаллов с дефектом в виде заполненного жидкостью отверстия в датчиках скорости звука в жидкости.

II. МОДЕЛИРОВАНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОНОННОГО КРИСТАЛЛА С ДЕФЕКТОМ В ВИДЕ ЖИДКОГО НАПОЛНИТЕЛЯ

В данной работе были проведены исследования частотных характеристик регулярной структуры фоновногo кристалла и кристалла с дефектом, представляющих собой стальную матрицу с периодической структурой отверстий цилиндрической формы, одно из которых может быть заполнено анализируемой жидкостью. Анализ зонных диаграмм и спектров пропускания фоновногo кристалла проводился на основе численного моделирования с использованием программного обеспечения COMSOL Multiphysics.

Распространение акустических волн в упругой среде определяется уравнением:

$$\rho \frac{\partial^2 u_i(\mathbf{r}, t)}{\partial t^2} = \sum_{j,m,n} \frac{d}{dx_i} \left[C_{ijmn} \frac{\partial^2 u_n(\mathbf{r}, t)}{\partial x_m} \right],$$

где $u_i(\mathbf{r}, t)$ – компоненты поля упругого смещения; C_{ijmn} – компоненты тензора упругости; ρ – плотность, $\mathbf{r} = (x, y, z)$ – вектор координаты; t – время.

Для расчета собственных колебаний регулярной периодической структуры фоновногo кристалла использовали теорему Блоха:

$$\mathbf{u}(\mathbf{r}, \mathbf{k}) = \mathbf{u}_k(\mathbf{r}) \exp(-i\mathbf{k}\mathbf{r}),$$

где $u_k(\mathbf{r})$ – периодическая функция \mathbf{r} ; \mathbf{k} – волновой вектор.

Пропускание структуры на определенных частотах в пределах запрещенной зоны связано с резонансами давления жидкости в цилиндрическом отверстии. Основным уравнением для волны давления с гармоническими решениями является уравнение Гельмгольца, которое в системе цилиндрических координат имеет вид:

$$\left(\frac{d^2}{dr^2} + \frac{1}{r} \frac{d}{dr} + \frac{1}{r^2} \frac{d^2}{d\theta^2} + \frac{d^2}{dz^2} + k_h^2 \right) p_h(r, \theta, z) = 0,$$

где k_h – волновое число распределения h -мод, p_h – давление. Решение уравнения дает распределения акустического давления для полярного угла θ , радиального вектора r и по оси z .

Условия на границах раздела «твердое тело – жидкость» имеют следующий вид:

$$\mathbf{F} = -\mathbf{n}_s p, \quad (\mathbf{n}_f \cdot \mathbf{u}) \omega^2 = -\mathbf{n}_f \left(-\frac{1}{\rho} \nabla p + \mathbf{q} \right),$$

где \mathbf{n}_s – вектор нормали, направленный из твердого тела; \mathbf{F} – сила, отнесенная к единице площади, представляющая собой нагрузку на стенки цилиндра; \mathbf{n}_f – вектор нормали, направленный из объема жидкости; \mathbf{u} – вектор механического смещения в твердом теле, ω – круговая частота; ρ – плотность; \mathbf{q} – вектор ускорения, сообщенный жидкости.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ И ИХ ОБСУЖДЕНИЕ

Результат моделирования зонной диаграммы регулярной периодической структуры фононного кристалла приведен на рис. 1. На рис. 1 слева представлена зонная диаграмма для двумерной бесконечной структуры фононного кристалла, имеющего кубическую решетку, изготовленного из стали с периодическим расположением цилиндрических пустых отверстий. На рис. 1 справа показана зонная диаграмма фононного кристалла с одним локализованным состоянием для дефекта типа замещения внутри запрещенной зоны, связанным с заполненным жидкостью отверстием.

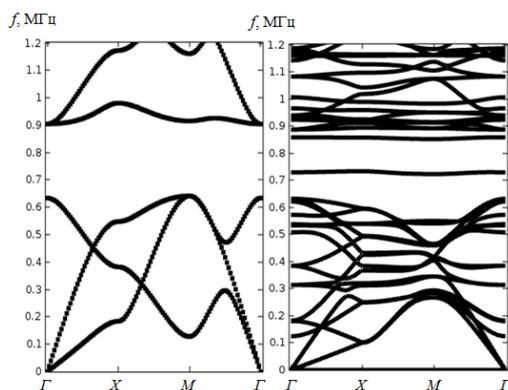


Рис. 1. Зонная диаграмма фононного кристалла идеальной периодической структуры (слева) и фононного кристалла с дефектом замещения в виде заполненного жидкостью отверстия (справа)

Из рис. 1 видно, что структура имеет полосу частот, в пределах которой нет собственных колебаний, то есть акустическая волна в пределах этих частот не распространяется в структуре. Преодоление данного ограничения осуществляется путем введения жидкости в цилиндрическое отверстие с резонансной частотой в пределах диапазона частот, где структура имеет запрещенную зону. При этом резонансный пик оказывается изолированным, так как в пределах запрещенной зоны нет других собственных колебательных мод твердотельной структуры. При изменении механических свойств жидкости положение дефектной моды на частотной шкале меняется, что позволяет создавать сенсор.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ СЕНСОРНОЙ СТРУКТУРЫ НА ОСНОВЕ ФОНОННОГО КРИСТАЛЛА

Экспериментальное исследование сенсорной структуры было проведено с образцами нефти различного состава. Для исследований бензин 63-80 и этанол 99,5% были предоставлены Carl Roth GmbH и Sigma-Aldrich Chemie GmbH. Образцы были приготовлены с концентрацией этанола, равной 0, 5 и 10 объемных процента. Датчик был изготовлен в виде квадратной решетки цилиндрических отверстий диаметром 2.2 мм и постоянной решетки 2.5 мм, выполненной на образце из нержавеющей стали толщиной 30 мм. Экспериментальная установка включала в себя сенсорную конструкцию, систему подвода жидкости и сопряженные внешние пьезоэлектрические преобразователи. Сочетание датчика фононного кристалла с внешней измерительной схемой проводилось акустически с использованием внешних ультразвуковых излучателей. Panametrics V103-RB зажимные контактные пьезоэлектрические преобразователи с центральной частотой 1 МГц были приведены в контакт с датчиком, использующим глицерин в качестве связующего агента. Измерения параметров периодической композитной структуры, заполненной анализируемым топливом, осуществлялись приборами Agilent4395A и Agilent 87511A. Частотная зависимость коэффициента пропускания (T) фононного кристалла с дефектом в виде заполненной жидкостью цилиндрической полостью для смесей этанол-бензин показана на рис. 2.

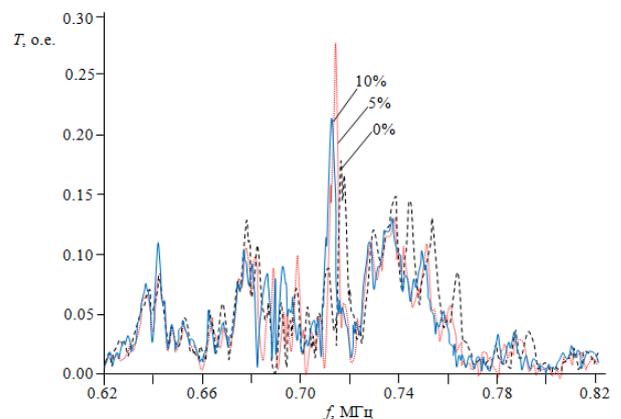


Рис. 2. Экспериментальные частотные зависимости коэффициента пропускания периодической композитной структуры для смесей бензина 63-80 с этанолом в концентрациях 0, 5 и 10%

Экспериментальная проверка периодической структуры, заполненной жидкостью, выявила наиболее отчетливый резонанс на частоте, которая соответствует аксиальносимметричной моде. Измерения различных смесей бензина и этанола показывают, что датчик имеет значительную чувствительность для различения обычных топлив, смесей на основе бензина и присутствия добавок в стандартных видах топлива.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Автор выражает благодарность Н.В. Мухину за предоставленные образцы, полезные обсуждения и инициацию интереса к теме исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Kushwaha M.S., Halevi P., Dobrzynski L., Djafari-Rouhani B. Acoustic bandstructure of periodic elastic composites // Phys. Rev. Lett. 1993. V. 71. p. 2022.
- [2] Sigalas M., Economou E.N. Band structure of elastic waves in two-dimensional systems // Solid State Commun. 1993. V. 86. pp. 141–143.
- [3] Oseev A., Mukhin N., Lucklum R., Zubtsov M., Schmidt M.P., Steinmann U., Fomin A., Kozyrev A., Hirsch S. Study of liquid resonances in solid-liquid composite periodic structures (phononic crystals) – theoretical investigations and practical application for in-line analysis of conventional petroleum products // Sensors and Actuators B-Chemical. 2018. V. 257. pp. 469–477.
- [4] Мухин Н.В., Осеев А.Ю., Редька Д.Н., Тарасов С.А., Хирш. З. Двумерная периодическая композитная структура для акустического датчика объемных свойств жидкости // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2018. Вып. 1. С. 10–14.

Исследование поверхностных и адсорбционных характеристик оксидных систем

А. А. Семенова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
anastassiyana@mail.ru

Abstract. The possibility of ZnO(:Cys, PVP) and ZTO nanostructures usage for the detection of water vapor and reducing organic compounds was estimated in this paper. It was found that surfactants nanostructures modification leads to an increase in the acidic properties of the surface, as well as the different strength and concentration of Lewis adsorption centers can effectively enhance the selectivity of chemoresistive gas sensors.

Keywords: oxide nanomaterials; acid-base indicators adsorption method; surface active substances; zinc oxide; zinc stannate; gas sensors

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире активно обсуждается вопрос о сохранении экологии. Увеличивающиеся объемы производства, развитие транспортных систем – всё это приводит к загрязнению атмосферы. При этом мобильный контроль состава газов в воздухе до сих пор является достаточно сложной задачей, поскольку большинство газоанализаторов достаточно громоздки, а также требуют дополнительного оборудования по обработке получаемых данных. В отличие от большинства распространенных газовых сенсоров хемосенсоры резистивного типа

являются достаточно мобильными устройствами, а также обладают уникально низкой себестоимостью.

Для формирования активного слоя газовых сенсоров были выбраны оксид и станнат цинка [1, 2]. Преимущества данных материалов в том, что они являются амфотерными оксидами с высокой удельной площадью поверхности, что позволяет использовать их как для детектирования восстанавливающих, так и окисляющих газов. В работе формирование сенсорных оксидных слоев проводилось с использованием методов растворной химии ввиду низкой себестоимости технологических процессов, а также возможности создания иерархических высокопористых систем, что трудно реализуемо или невозможно при использовании газофазных, вакуумных и электрохимических методик.

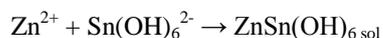
II. ЭКСПЕРИМЕНТ

В работе для формирования наностержней ZnO мягким гидротермальным методом использовались 0,025 мМ эквимоллярные водные растворы гексаметилентетрамина (НМТА) и шестиводного нитрата цинка ($Zn(NO_3)_2 \cdot 6H_2O$). Время синтеза составляло 60 мин, температура раствора - 85°C. Изменение морфологии и типов адсорбционных центров достигалось использованием поверхностно-активных веществ (поливинилпирролидон PVP, цистеин Cys) в процессе синтеза.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФ, проект №17-79-20239

Наноструктуры стannата цинка ZTO были получены. Формирование кубических нанокристаллических структур стannата цинка с различной огранкой проводилось с использованием реакции ионного обмена. Прекурсорами выступали эквимольные (0,005 М) растворы сульфата цинка ($ZnSO_4 \cdot 7H_2O$) и гидроксоцанната натрия ($NaSnO_3 \cdot 3H_2O$). Полученный раствор перемешивался на магнитной мешалке в течение 6 часов, после чего проходил стадии промывки и сушки в воздушной атмосфере.

Поскольку синтез проводился при температурах (20-80)°С, формирование наноструктур может быть описано реакцией:



Полученные нанокристаллы оксида и стannата цинка промывались дистиллированной водой и высушивались при температуре 25°С в воздушной атмосфере. Помимо этого, часть образцов подвергалась отжигу в диапазоне температур 200°С – 600°С, а также УФ-обработке в течение часа.

Исследование полученных образцов проводилось методами РЭМ, АСМ, РФА и адсорбции индикаторов Гаммета [1, 3].

Метод исследования типов и силы адсорбционных центров на поверхности наноструктур – метод адсорбции индикаторов Гаммета – основан на относительном изменении оптической плотности раствора при адсорбции зондов-молекул. Параметры индикаторов, используемых в работе, представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА 1 Индикаторы ГАММЕТА, ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ В РАБОТЕ

Индикатор	pKa	λ_{max} , нм
2,4 – динитроанилин	-4,4	360
o – нитроанилин	-0,29	410
Кристаллический фиолетовый	0,8	580
Бриллиантовый зеленый	1,3	610
Фуксин	2,1	540
Метилоранж	3,46	460
Бромфеноловый синий	4,1	590
Метилловый красный	5,0	430
Бромкрезоловый пурпурный	6,4	540
Нейтральный красный	6,8	540
Тимоловый синий	8,8	430
Индигокармин	12,8	610
Этиленгликоль	14,2	190

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

При сравнении кривых распределения адсорбционных центров по поверхности наноструктур стannата цинка (с исходным материалом оксид цинка) следует, что присутствие дополнительных катионов металла (Sn) приводит к перераспределению электронной плотности и увеличению бренстедовских кислотных центров на поверхности ZTO (рис. 1).

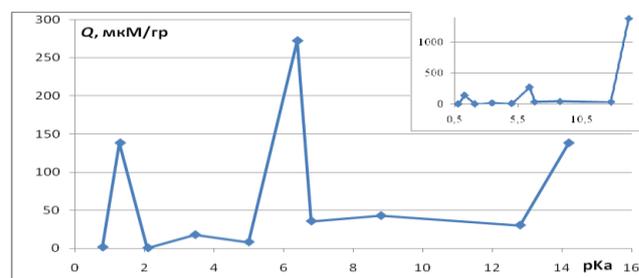


Рис. 1. Распределение кислотно-основных центров на поверхности ZTO

На рис. 2 представлены результаты исследования стannата цинка, прошедшего обработку в течение часа при различных температурах (200-600°С) и условиях (термический и ультрафиолетовый отжиг).

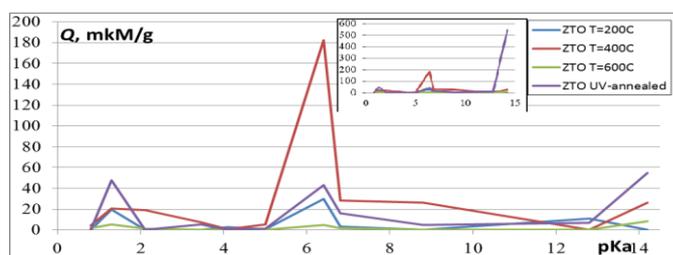


Рис. 2. Распределение кислотно-основных центров на поверхности ZTO, прошедшего термическую и УФ-обработку

Увеличение пика, соответствующего нейтральным центрам (pKa=6,4), при отжиге $T=400^\circ\text{C}$ может быть связано с реконструкцией поверхности таким образом, что поверхность нанокристаллов становится ограненной ионами с высокими координационными числами; соответственно, дальнейшее увеличение температуры приводит к уменьшению концентрации адсорбированного на поверхности кислорода и углекислого газа. Возможно, это связано с распадом ZTO на фазы SnO_2 и ZnO и доокислением катионов металлов (увеличением бренстедовских кислотных центров).

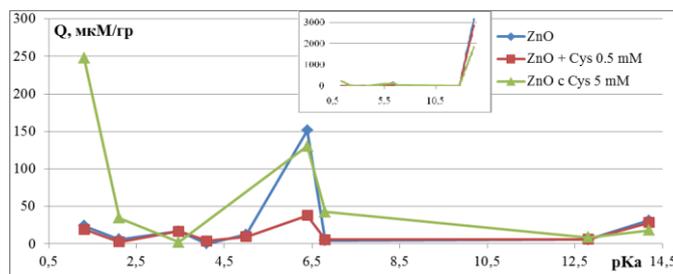


Рис. 3. Распределение кислотно-основных центров на поверхности наноструктур ZnO, полученных в присутствии Cys

При добавлении Cys с концентрацией 0,5 мМ уменьшается концентрация центров с pKa=6,4, на остальные типы центров значительного влияния ПАВ не наблюдается. Увеличение концентрации Cys до 5 мМ приводит к существенному росту концентрации бренстедовских кислотных центров и уменьшению

концентрации льюисовских кислотных центров. Концентрация центров с $pK_a=6,4$ при том возрастает и становится близкой к значению, характеризующему наноструктуры ZnO, полученные без добавления Cys.

IV. Выводы

В ходе работы были сформированы оксидные наноструктуры и исследованы их адсорбционные свойства методом адсорбции кислотно-основных индикаторов. Характерный «пик» концентрации адсорбционных центров для наноструктур оксида цинка соответствует $pK_a = 6,8$ (вне зависимости от наличия/отсутствия ПАВ на поверхности наноструктур). Системы характеризуются дополнительным пиком небольшой интенсивности при $pK_a=1,3$.

Использование ПАВ в процессе синтеза позволяет увеличивать концентрации брэнстедовских кислотных центров. Так, при УФ-отжиге наноструктур ZnO:Cys могут образовываться недесорбируемые продукты реакции и перестройка поверхности с образованием адсорбционных центров с высокой энергией связи $Zn^{2+}_{sol} - O^{2-}_{ads} - CO_{ads}$ (что соответствует уменьшению интенсивности льюисовских кислотных центров).

Увеличение температуры отжига наноструктур ZTO приводит к существенному изменению распределения

адсорбционных центров на поверхности. Увеличение пика, соответствующего нейтральным центрам ($pK_a=6,4$), при отжиге $T=400^\circ C$ может быть связано с реконструкцией поверхности таким образом, что поверхность нанокристаллов становится ограниченной ионами с высокими координационными числами; соответственно, дальнейшее увеличение температуры приводит к уменьшению концентрации адсорбированного на поверхности кислорода и углекислого газа. Возможно, это связано с распадом ZTO на фазы SnO_2 и ZnO и доокислением катионов металлов (увеличение брэнстедовских кислотных центров).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Функциональный состав поверхности и сенсорные свойства ZnO, Fe_2O_3 и $ZnFe_2O_4$ / Карпова С.С., Мошников В.А., Мьякин С.В. [и др.] // ФТП. 2013. Т. 47. № 3. с. 369-372.
- [2] Sharma A., Kumar Yo., M. Shirage P. Structural, optical and excellent humidity sensing behaviour of $ZnSnO_3$ nanoparticles: effect of annealing // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2018. № 29 (13). p. 10769-10783.
- [3] Исследование влияния кислотно-основных свойств поверхности оксидов ZnO, Fe_2O_3 и $ZnFe_2O_4$ на их газочувствительность по отношению к парам этанола / Налимова С.С., Мошников В.А., Максимов А.И. [и др.] // ФТП. 2013. Т. 47. № 8. с. 1022-1026.

Формирование кластеров и пленок серебра на поверхности пористого кремния в процессе электрохимического анодного растворения кремния

М. О. Портнова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
m.o.portnova@mail.ru,

Abstract. The formation of clusters and layers of metals in porous silicon is relevant to sensorics (SERS-active substrates), catalysis, medicine, and optoelectronics. The electrochemical process of the formation of clusters and silver films on the surface of porous silicon is considered. A water-alcohol solution of hydrofluoric acid with the addition of an aqueous solution of silver nitrate as an electrolyte was used.

Keywords: porous silicon composites; por-Si/Ag composites; silver clusters; silver films

I. ВВЕДЕНИЕ

Формирование кластеров и слоев металлов в пористом кремнии является актуальным для сенсорики (ГКР-активные подложки), катализа, медицины, оптоэлектроники [1–8]. Например, ГКР-активные подложки на основе пористого кремния и металлических частиц позволяют проводить анализ широкого спектра аналитов, включая белки, пептиды, ДНК и так далее [3–5]. Композиты на основе por-Si/Ag применяются в тераностике, высвобождение серебра из пористой матрицы приводит к уничтожению более 90% бактерий [8]. Но недостатком традиционных методов является их

дороговизна, сложное дорогое оборудование, вопросы однородности металлических покрытий. Не раскрыты вопросы влияния морфологии и свойств поверхности подложки [9, 10]. С другой стороны – проблема создания контактов к пористым слоям [11], вопросы адгезии и т.п. В данной работе в качестве металла-«гостя» использовалось серебро. Создание серебряных наночастиц актуально для плазмоники [12], катализа, бактерицидных поверхностей, ГКР-активных подложек и др. [3–5]. Цель работы – разработка технологических приемов для получения сплошных слоев и однородных массивов кластеров серебра на поверхности пористого кремния.

II. МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Слои пористого кремния были получены из монокристаллического кремния марки КЭФ-4,5 (111). В основе технологии получения слоев пористого кремния используется электрохимическое травление методом сухого контакта к нерабочей поверхности образца в однокамерной ячейке, разработанной на кафедре МНЭ [13]. Для получения слоев пористого кремния использовался водно-спиртовой раствор плавиковой кислоты – $C_3H_8O:H_2O:HF$ (2:1:1). Молярная концентрация HF – 5 моль/л. Особенностью технологии является добавление водного раствора соли серебра ($AgNO_3$) в электролит.

Для изучения морфологии поверхности использовался сканирующий электронный микроскоп Tescan MIRA 3. Также измерялось электрическое сопротивление образцов с помощью мультиметра.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЯ

A. Исследование образцов с помощью РЭМ

Необходимо отметить, что после добавки в электролит раствора азотнокислого серебра, образцы визуально поменяли свой цвет в процессе анодного растворения кремния. Образцы, полученные при более высокой концентрации нитрата серебра, имеют серебристый оттенок, а при концентрации 0,02 моль/л – желтоватый цвет.

На рис. 1 представлен типичный вид образца, полученный в электролите, содержащем 0,1 моль/л нитрата серебра, при плотности тока 15 mA/cm^2 .

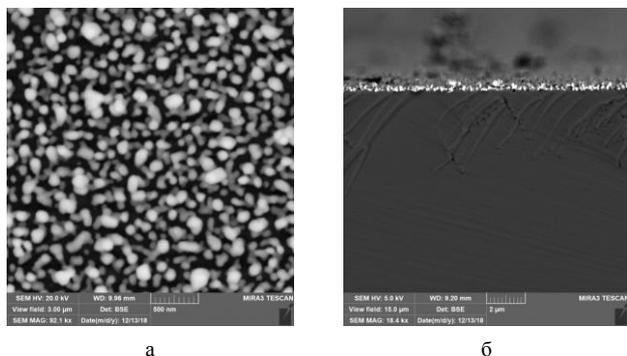


Рис. 1. $C_3H_8O:H_2O:HF + AgNO_3$ (0,1 моль/г), $j = 15 \text{ mA/cm}^2$ а) поверхность образца, масштабная линия 500 нм, б) поперечное сечениемасштабная линия 2 мкм

Как видно из рис. 1,а на поверхности образцов, полученных в электролите с серебром, образуются равномерно расположенные структуры, которые образуют практически пленку. Из рис. 1,б видно, что такие структуры образуются только на поверхности, в поры серебро не идет. Размер частиц составляет примерно 100-150 нм, а толщина полученного слоя ~ 300-500 нм.

На рис. 2 представлен образец, полученный в электролите, содержащем 0,02 моль/л нитрата серебра, при плотности тока 15 mA/cm^2 .

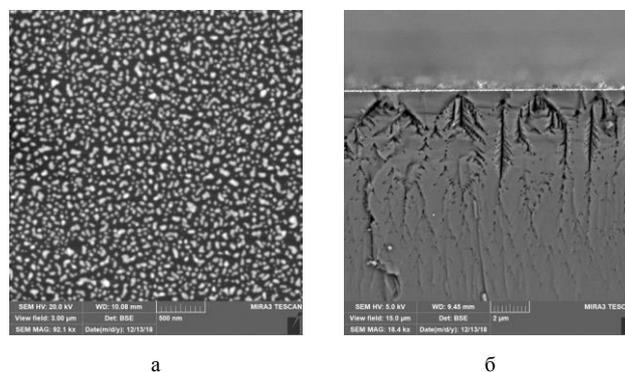


Рис. 2. $C_3H_8O:H_2O:HF + AgNO_3$ (0,02 моль/г), $j = 15 \text{ mA/cm}^2$ а) поверхность образца, масштабная линия 500 нм, б) поперечное сечениемасштабная линия 2 мкм

Из представленного выше рисунка видно, что на поверхности формируется однородная структура, состоящая из сферических частиц, средний размер которых 50-100 нм, толщина слоя примерно 200 нм.

B. Измерение электрического сопротивления

Дальнейшее исследование заключалось в измерении сопротивлений полученных образцов двухконтактным методом. На рисунке 3 представлена схема измерения сопротивлений. Щупы мультиметра присоединялись к медной проволоке, которая предварительно было очищена от оксида.

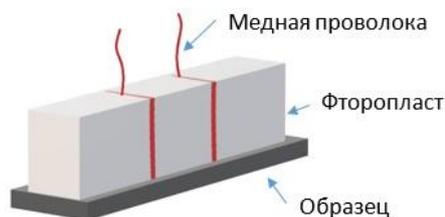


Рис. 3. Схема измерения сопротивления образцов

Данный метод измерения сопротивления является простым в исполнении и позволяет произвести экспресс-анализ образцов.

На рис. 4 изображена гистограмма с результатами измерений в нескольких точках.

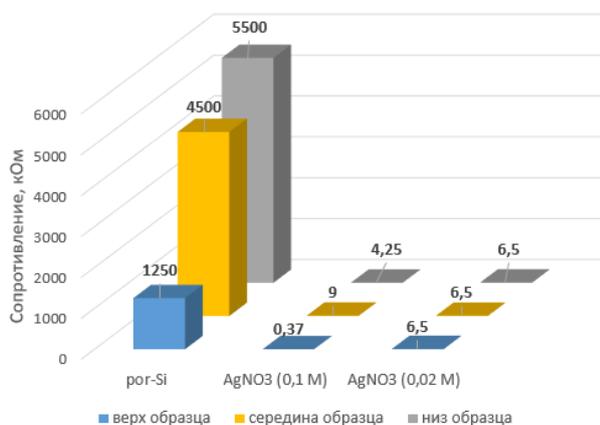


Рис. 4. Сопротивление образцов при 15 мА/см²

Оценка изменения электрического сопротивления показало, что при добавлении в электролит солей металлов и при плотности травления 15 мА/см² наблюдается значительное уменьшение сопротивления по сравнению с образцами, полученными в стандартном электролите за счет концентрирования металла на поверхности пористого кремния, приводящего к образованию не сплошного слоя металла, по которому возможно протекание.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследование морфологии поверхности и сколов образцов методом РЭМ показало, что на поверхности образцов, полученных в электролите с серебром, образуются равномерно расположенные структуры (наиболее вероятно, серебра), в порах таких структур нет по данным РЭМ. При концентрации AgNO₃ 0,1 М и при плотности тока 15 мА/см² образуется практически сплошная пленка (размер частиц примерно 100-150 нм). При уменьшении концентрации соли серебра в электролите на поверхности por-Si образуется пленка, состоящая из агломератов размером порядка 50–100 нм, т.е. уменьшается размер островков, характер расположения их равномерный по всей поверхности, визуально образцы имеют желтоватый цвет. С практической точки зрения могут быть даны следующие рекомендации: для получения контакта к пористому кремнию нужно использовать повышать концентрацию соли Ag в электролите, чем меньше шероховатость пористого кремния, тем раньше образуется сплошной слой (более тонкий слой). Для получения островков Ag нужны менее низкие концентрации соли серебра в электролите, более шероховатая поверхность por-Si.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаю благодарность моему научному руководителю Спивак Ю.М., а также Сомову П.А. за исследования РЭМ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Леньшин А.С. и др. Особенности формирования золь-гель методом композитов 3d-металл/пористый кремний и их оптические свойства //Физика и техника полупроводников. 2014. Т. 48. №. 4. С. 570-574.
- [2] Кашкаров В.М. и др. Состав и строение слоев нанопористого кремния с гальванически осажденным Fe и Co //Известия РАН. Серия физическая. 2008. Т. 72. №. 4. С. 484-490
- [3] Virga, A., Rivolo, P., Frascella, F., Angelini, A., Descrovi, E., Geobaldo, F., & Giorgis, F. (2013). Silver Nanoparticles on Porous Silicon: Approaching Single Molecule Detection in Resonant SERS Regime. *The Journal of Physical Chemistry C*, 117(39), 20139–20145. doi:10.1021/jp405117p
- [4] Bandarenka, H. V., Girel, K. V., Bondarenko, V. P., Khodasevich, I. A., Panarin, A. Y., & Terekhov, S. N. (2016). Formation Regularities of Plasmonic Silver Nanostructures on Porous Silicon for Effective Surface-Enhanced Raman Scattering. *Nanoscale Research Letters*, 11(1). doi:10.1186/s11671-016-1473-y
- [5] Bandarenka, H., Girel, K., Zavatski, S., Panarin, A., & Terekhov, S. (2018). Progress in the Development of SERS-Active Substrates Based on Metal-Coated Porous Silicon. *Materials*, 11(5), 852. doi:10.3390/ma11050852
- [6] The characterisation of nanostructured porous silicon/silver layers via Raman spectroscopy. Smerdov R.S., Spivak Yu.M., Levitsky V.S., Moshnikov V.A. *Journal of Physics: Conference Series*. 2018. Vol. 1038. P. 012064.
- [7] Рамановская спектроскопия наноструктурированных слоев пористый кремний-серебро. Смердов Р.С., Спивак Ю.М. // Фундаментальные проблемы радиоэлектронного приборостроения. 2017. Т. 17. № 1. С. 160-163.
- [8] Kim, T., Braun, G. B., She, Z., Hussain, S., Ruoslahti, E., & Sailor, M. J. (2016). Composite Porous Silicon–Silver Nanoparticles as Theranostic Antibacterial Agents. *ACS Applied Materials & Interfaces*, 8(44), 30449–30457. doi:10.1021/acsami.6b09518
- [9] Spivak, Y. M., Mjakin, S. V., Moshnikov, V. A., Panov, M. F., Belorus, A. O., & Bobkov, A. A. (2016). Surface Functionality Features of Porous Silicon Prepared and Treated in Different Conditions. *Journal of Nanomaterials*, 2016, 1–8. doi:10.1155/2016/2629582
- [10] Spivak, Y. (2018). Porous Silicon as a Material for Nanocomposites and the Effect of its Parameters on the Morphology of Silver Clusters. 2018 IEEE International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech).doi:10.1109/eexpolytech.2018.8564424
- [11] Зимин С.П. Электрофизика пористого кремния и структур на его основе. Автореф. дис. ... доктора физ.-мат. наук. /Ярославль, ЯГУ, 2003, 305 с.
- [12] Усиление люминесценции квантовых точек вблизи слоя наночастиц Ag/SiO₂. Матюшкин Л.Б., Перцова А., Мошников В.А. *Письма в Журнал технической физики*. 2018. Т. 44. № 8. С. 35-41
- [13] Пат. РФ № 122385 / П.Г. Травкин, Е.Н. Соколова, Ю.М. Спивак, В.А. Мошников Электрохимическая ячейка для получения пористых анодных оксидов металлов и полупроводников, Оpubl. 27.11.2012

Формирование оксидных гетероструктур и исследование их фотоактивности

А. А. Александрова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

a.a.aleksandrova@inbox.ru

Abstract. The current state of electronic devices requires the creation of new power sources with renewable resources. Solar energy is a promising and actively developing solution to this problem. Solar cells based on oxide heterostructures can be considered as one of the promising directions of development. In order to check how effective the formed oxide nanoheterostructures are, the method of studying the photocatalytic activity of these heterostructures was used. In this regard, the aim of this research is investigation of the photoactive properties of nanoheterostructures based on zinc oxide.

Keywords: solar energy; zinc oxide; photocatalysis; oxide heterostructures

I. ВВЕДЕНИЕ

Стремительный рост энергопотребления неизбежно сопровождается научно-технической деятельностью человека. Поэтому сокращение исчерпаемых источников энергии определяет острую необходимость развития альтернативной энергетики.

В 70-е годы XX века академик Н.Н. Семенов, Нобелевский лауреат по химии, показал, что только термоядерная энергетика может выступать в роли действительно неисчерпаемого источника энергии [1].

Одним из таких возобновляемых источников энергии является энергия Солнца, природного термоядерного реактора. Поток солнечной радиации, достигающий поверхности Земли, по разным оценкам составляет $(0,85-1,2) \cdot 10^{14}$ кВт, т. е. среднюю величину интенсивности солнечного излучения можно принять равной 635 Вт/м^2 [2].

Солнечные элементы в настоящее время представлены большим числом вариантов их реализации [3-7]. Наиболее перспективным направлением развития представляются тонкопленочные солнечные элементы на основе пространственного гетероперехода. Концепция объемного гетероперехода была предложена А. Хигером и соавторами в 1994 г. [8]. Идея такого разграничения полупроводников заключается в распространении границы «донор-акцептор» по всему объему активного слоя для более эффективного разделения носителей заряда.

Для того чтобы проверить, насколько эффективно генерируемые носители заряда разделяются в оксидных наногетероструктурах на основе оксида цинка, использовался метод исследования фотокалалитической активности формируемых гетероструктур. Фотокализ наглядным образом демонстрирует наличие или отсутствие разделения электрон-дырочных пар в структуре, так как носители заряда принимают участие в химических процессах каталитического разложения органических веществ на поверхности оксидных систем.

Впервые фотокалалитическое разложение воды с образованием водорода и кислорода на поверхности кристаллов было рассмотрено и описано японскими исследователями А. Фудзисима и К. Хонда в 1972 г. [9]. Однако активный рост работ по данной тематике начался только в 2000-ые годы.

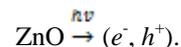
На сегодняшний день фотокализ определяют как «изменение скорости или возбуждение химических реакций под действием света в присутствии веществ (фотокализаторов), которые поглощают кванты света и участвуют в химических превращениях участников реакции, многократно вступая с ними в промежуточные взаимодействия и регенерируя свой химический состав после каждого цикла таких взаимодействий» [10].

II. ФОТОКАТАЛИЗ

A. Фотокализ на основе ZnO

Оксид цинка широко применяется не только в солнечной энергетике, но также интересен и своими фотокалалитическими свойствами [11].

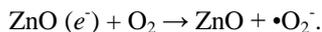
Воздействие ультрафиолетового излучения на фотокализатор с энергией равной или выше, чем запрещенная зона, генерирует пару «электрон-дырка»:



Фотогенерированные дырки в валентной зоне взаимодействуют с адсорбированной на поверхности ZnO водой или гидроксильными группами. Этот процесс приводит к образованию сильного окислителя – •ОН-радикала:



Электроны зоны проводимости, в свою очередь, взаимодействуют с растворенным в воде или адсорбированным на поверхности кислородом с образованием $\cdot\text{O}_2^-$:



Полученные высокореакционные радикалы (рис. 1) взаимодействуют с органическим веществом с образованием промежуточных продуктов.

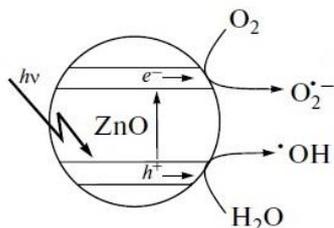


Рис. 1. Схематическое изображение процесса получения высокореакционных радикалов на примере ZnO

Говоря о принципах действия фотокатализатора, стоит учитывать следующий момент: одновременно с тем, что возбужденные электроны и дырки выходят на поверхность полупроводника, большой их процент рекомбинирует. Поэтому основной проблемой в фотокаталитических полупроводниках является рекомбинация электрон-дырочных пар.

Решить данную проблему и значительно повысить эффективность процесса можно с помощью обеспечения пространственного разделения генерируемых зарядов. Добиться этого можно путем создания материалов с гетеропереходами, т. н. гетероструктур [12].

Перспективным направлением развития является фотокатализ в присутствии гетероструктур, образованных оксидами *n*- и *p*-типа электропроводности. Создание таких гетеропереходов приводит к формированию встроенного поля, разделяющего электрон и дырку, тем самым предотвращая рекомбинацию.

Также важным требованием для фотокаталитического процесса является большая площадь поверхности, что достижимо при работе с наноразмерными объектами.

Таким образом, можно заключить, что наиболее перспективными материалами для фотокатализа представляются наногетероструктуры.

В. Методика эксперимента

Метод, позволяющий оценить фотокаталитическую активность материала, основан на отслеживании изменения концентрации органического вещества под воздействием света в присутствии фотокатализатора.

Для формирования наногетероструктур, выступающих в роли фотокатализатора, были синтезированы наночастицы оксидов цинка, меди и никеля [13–15].

После синтеза наночастиц происходило формирование гетероструктур на основе оксида цинка и дальнейшее получение суспензии «краситель + фотокатализатор» для оценки каталитической активности.

Полученную суспензию затем помещали на магнитную мешалку на 1 час. После чего был подключен источник излучения. В данном исследовании в качестве источника выступала ультрафиолетовая лампа ($\lambda = 365$ нм), что связано с оценкой фотоактивности структур на основе широкозонного оксида цинка. Далее через равные промежутки времени (20 мин) снимались спектры поглощения раствора.

III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Наночастицы ZnO были сформированы методом мягкого гидротермального синтеза в циркуляционном термостате при температуре $T = 85$ °C в течение 1 часа. Для создания ростового раствора были использованы шестиводный нитрат цинка $\text{Zn}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ и 25 мМ раствор гексаметилентетрамина.

Метод совместного осаждения был применен для получения наночастиц CuO. В 50 мл дистиллированной воды добавляли 0,5 М сульфата меди $\text{CuSO}_4 \cdot 5\text{H}_2\text{O}$, в который после перемешивания по каплям добавлялся раствор NaOH до достижения pH = 12.

Для формирования наночастиц оксида никеля NiO 5,9412 г $\text{NiCl}_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$ растворяли в 250 мл дистиллированной воды. Полученный раствор перемешивали на магнитной мешалке в течение 40 минут при $T = 50$ °C. Далее по каплям к раствору добавляли 10 мл NaOH для достижения pH = 8.

Синтезированные наночастицы исследовались с помощью атомно-силовой микроскопии. АСМ-изображения наночастиц CuO и NiO представлены на рис. 2.

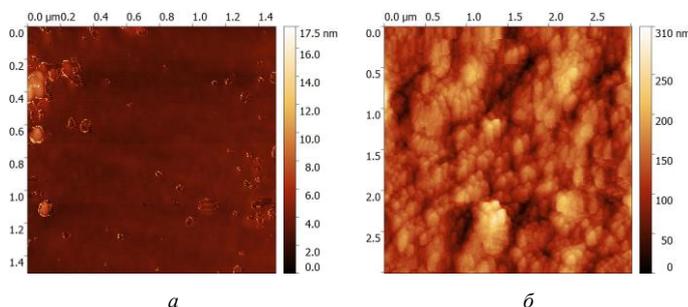


Рис. 2. АСМ-изображения наночастиц: а – оксида меди CuO, б - оксида никеля NiO

Анализ полученных изображений позволяет заключить, что в процессе синтеза удалось сформировать частицы со средним размером $d \sim 50$ нм.

После проведенного синтеза наночастицы диспергировались в воде и смешивались между собой, тем самым формируя пространственный гетеропереход. Затем полученный фотокатализатор на основе ZnO смешивался с органическим веществом. В качестве такого вещества был

выбран краситель метиловый оранжевый (4-(4-диметиламинофенилазо)бензолсульфонат натрия).

Таким образом, для оценки фотокаталитической активности гетероструктур ZnO-CuO и ZnO-NiO использовалась реакция фотокаталитического разложения метилового оранжевого в водном растворе.

График фотодеградация метилоранжа в отсутствии и присутствии фотокатализатора представлен на рис. 3.

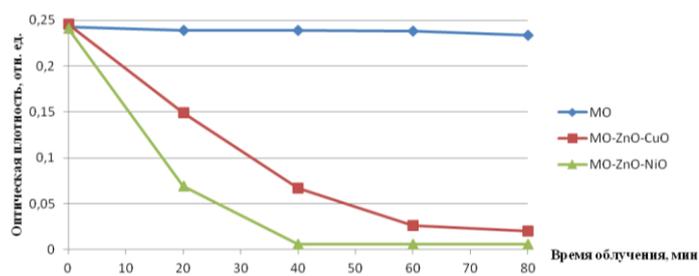


Рис. 3. Фотодеградация метилоранжа

Из анализа спектров поглощения было заключено, что практически полное окисление красителя в присутствии структуры ZnO-CuO произошло через 40 минут после начала облучения. Время полного обесцвечивания раствора метилового оранжевого составило 80 минут, тогда как в присутствии наногетероструктуры ZnO-NiO раствор полностью обесцвечивается уже через 30-40 минут после начала эксперимента.

Таким образом, в ходе исследования было обнаружено, что разложение молекул красителя наиболее эффективно происходит в присутствии наногетероструктуры ZnO-NiO.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Образцы наногетероструктур ZnO-CuO и ZnO-NiO были получены путем диспергирования наночастиц вышеперечисленных оксидов и дальнейшего смешивания их между собой, а затем произведена оценка фотокаталитической активности полученных наногетероструктур.

Анализ данных показал, что разложение молекул красителя метилоранжа происходит только в присутствии фотокатализатора, причем деградирует метиловый оранжевый быстрее в присутствии наногетероструктур

ZnO-NiO, что может быть связано с особенностями энергетических диаграмм данных структур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Семенов Н.Н. Об энергетике будущего // Наука и жизнь. 1972. Т. 10, № 11. С. 25-32.
- [2] Basu S., Antia H.M. Helioseismology and solar abundances // Physics Reports. 2008. Vol. 457, i. 5-6. P. 217-283.
- [3] Паращук Д.Ю., Кокорин А.И. Современные фотоэлектрические и фотохимические методы преобразования солнечной энергии // Рос. хим. ж. (Ж. Рос. хим. об-ва им. Д.И. Менделеева). 2008. Т. ЛЦ, № 6. С. 107-117.
- [4] Солнечная энергетика: учеб. пособие для вузов / Под ред. В.И. Виссарионова. М.: Издательский дом МЭИ, 2008. 317 с.
- [5] Гарифулина М.Р., Власов А.И., Макаручук В.В., Адамовик Н. Модель элемента солнечной батареи типа CIGS // Инженерный вестник. 2012. № 8. С. 1-21.
- [6] Афанасьев В.П., Теруков Е.И., Шерченков А.А. Тонкопленочные солнечные элементы на основе кремния, 2-е изд. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2011. 168 с.
- [7] Гременок В.Ф., Тиванов М.С., Залесский В.Б. Солнечные элементы на основе полупроводниковых материалов. Минск: Изд. Центр БГУ, 2007. 222 с. ил., табл.
- [8] Yu G., Pakbaz K., Heeger A.J. Semiconducting polymer diodes: Large size, low cost photodetectors with excellent visible ultraviolet sensitivity // Appl. Phys. Lett. 1994. Vol. 64, № 25. P. 3422-3424.
- [9] Fujishima A., Honda K. Electrochemical Photolysis of Water at a Semiconductor Electrode // Nature. 1972. V. 238. P. 37-38.
- [10] Фотокаталитическое преобразование солнечной энергии. Гетерогенные, гомогенные и молекулярные структурноорганизованные системы / Под ред. К.И. Замараева, В.Н. Пармона. Новосибирск: Наука, 1991. 358 с.
- [11] Pronin I.A., Kaneva N.V., Bozhinova A.S., Averin I.A., Papazova K.I., Dimitrov D.Ts., Moshnikov V.A. Photocatalytic Oxidation of Pharmaceuticals on Thin Nanostructured Zinc Oxide Films // Kinetics and Catalysis. 2014. Vol. 55, № 2. P. 176-180.
- [12] Козлова Е.А., Пармон В.Н. Гетерогенные полупроводниковые фотокатализаторы процессов получения водорода из водных растворов доноров электронов // Успехи химии. 2017. Т. 86, № 9. С. 870-906.
- [13] Бобков А.А., Максимов А.И., Мошников В.А., Сомов П.А., Теруков Е.И. Наноструктурированные материалы на основе оксида цинка для гетероструктурных солнечных элементов // ФТП. 2015. Вып. 10. С. 1402-1406.
- [14] Jhansi K., Chandralingam S., Reddy N.M., Suvarna P., Ashok Ch., Venkateswara Rao K. CuO nanoparticles Synthesis and Characterization for Humidity Sensor Application // J. Nanotech. Mater. Sci. 2016. V 3, i. 1. P. 10-14.
- [15] Rahdar A., Aliahmad M., Azizi Y. NiO Nanoparticles: Synthesis and Characterization // JNS. 2015. № 5. P. 145-151.

Газочувствительные слои на основе наностержней оксида цинка для сенсоров с рабочей комнатной температурой

Г. Р. Лязев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
E-mail: goshal95@rambler.ru

Abstract. In this work, gas sensitive layers based on zinc oxide were obtained by hydrothermal synthesis. The gas-sensitive properties of the obtained samples for isopropyl alcohol and acetone were studied.

Keywords: gas sensitivity; nanorods; zinc oxide

С тех пор как обнаружили, что электропроводность оксидов полупроводниковых металлов может резко изменяться из-за присутствия в воздухе химически активных газов, задумались о применении этих оксидов в качестве газовых сенсоров. Широкой популярностью в данной сфере пользуется оксид цинка. ZnO считается перспективным материалом для газовых сенсоров из-за его высокой электрохимической стабильности, нетоксичности и низкой стоимости [1].

К наиболее важным параметрам газовых сенсоров относятся чувствительность, селективность и время отклика. Для улучшения этих параметров, современные исследователи используют различные подходы, такие как создание фрактальных-перколяционных структур, использование различных каталитических добавок, использование комбинированных структур [2–3]. Еще одним направлением развития газовых сенсоров является совмещение технологии создания сенсорных слоев со стандартной микроэлектронной технологией на одной кремниевой подложке [4–6].

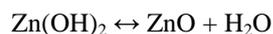
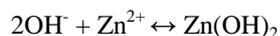
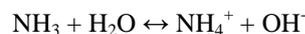
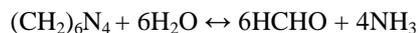
Газочувствительные характеристики сенсора также во многом зависят от формы и размеров сенсорного материала, поэтому в последнее десятилетие были синтезированы и изучены множественные наноструктуры ZnO. Одномерные (1D) наноструктуры ZnO обладают большим аспектным отношением, которое позволяет поглощать больше тестируемых молекул на поверхности [7].

Наиболее простым и широко масштабируемым методом, позволяющий эффективно управлять размерами наностержней оксида цинка является гидротермальный синтез [8–9]. Данный синтез относится к низкотемпературным методам и имеет низкую

себестоимость, что позволяет использовать данный метод для массового производства наноструктур ZnO. Также данный метод позволяет получать материал с различной морфологией поверхности и легированием путем введения в ростовой раствор различных реагентов.

Целью настоящей работы является выращивание ограниченных наностержней оксида цинка для получения газочувствительной структуры, работоспособной при комнатной температуре. Для этого, рост наностержней производился на подложке с предварительно созданным зародышевым слоем. В качестве зародышевого слоя использовался раствор ацетата цинка в изопропиловом спирте. Зародышевый слой наносился методом центрифугирования (3000 об/мин, 60 с). Полученные слои отжигались в течение 2 минут при температуре 350 °С.

Наностержни выращивались в растворе ацетата цинка, гексаметилентетрамина (НМТА) и цетилтриметиламмоний бромида (СТАВ). Подложки с зародышевым слоем помещались в раствор и выдерживались в нем при температуре 85 °С в течение 1 часа. Реакции, протекающие во время гидротермального синтеза ZnO, приведены далее:



Далее, образцы с выращенными наностержнями были промыты в дистиллированной воде и высушены.

Морфология полученных сенсорных слоев исследовалась посредством растровой электронной микроскопии. Были исследованы газочувствительные свойства полученных образцов к изопропиловому спирту и ацетону. Получены временные зависимости изменения сопротивления при воздействии детектируемых газов.

Делая вывод из полученных временных характеристик, можно сказать, что полученная структура, демонстрирует

повышенный отклик, а также приемлемое время восстановления сенсора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] M.-W. Ahn, K.-S. Park etc., On-chip fabrication of ZnO-nanowire gas sensor with high gas sensitivity // *Journal of Sensors and Actuators B* 138 (2009) 168–173.
- [2] Nalimova S.S., Bobkov A.A., Moshnikov V.A. Fractal structure and electrical properties of percolation sensor layers // *Smart Nanocomposites*. 2016. Т. 7. №. 1. С. 21.
- [3] Nalimova S.S. et al. Morphological feature analysis of the prospective combined gas sensitive sensor elements // *Smart Nanocomposites*. 2014. Т. 5. №. 1. С. 29.
- [4] Мошников В.А. и др. Нанолитографическая самосборка коллоидных наночастиц // *Письма в Журнал технической физики*. 2016. Т. 42. №. 18. С. 81-87.
- [5] Пат. РФ № 2655651 / Аверин И.А., Бобков А.А., Карманов А.А., Мошников В.А., Пронин И.А., Якушова Н.Д. Способ получения нанолитографических рисунков с кристаллической структурой со сверхразвитой поверхностью; Опубл. 12.07.2017.
- [6] Бобков А.А. и др. Формирование литографических рисунков ограниченными микрочастицами оксида цинка на кремниевой подложке // *Письма в ЖТФ*. 2018. Т. 44. №. 15.
- [7] Liwei Wang, Yanfei Kang etc., ZnO nanorod gas sensor for ethanol detection // *Journal of Sensors and Actuators B* 162 (2012) 237– 243.
- [8] Лашкова Н.А. и др. Синтез наноструктур на основе оксида цинка для создания гетероструктурных фотовольтаических элементов // *Физика и техника полупроводников*. 2016. Т. 50. №. 9. С. 1276
- [9] Бобков А.А. и др. Наноструктурированные материалы на основе оксида цинка для гетероструктурных солнечных элементов // *Физика и техника полупроводников*. 2015. Т. 49. №. 10. С. 1402.

Разработка универсальной светодиодной многоволновой фитолампы для сельскохозяйственных растений

М. М. Романович

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
mmromanovich@mail.ru

Abstract. Artificial lighting is one of the predominant and energy-intensive factors in growing plants. Therefore, a universal multiwave phytolamp should have a minimal energy consumption, an ability to change the spectral composition of radiation to increase its efficiency at various stages of plant development. Also, the fact that lateral lighting is more effective than lighting from above should be taken into account when developing a lamp, since the diffuse light is more volumetric and better distributed over the phytocenosis surface. The whole period of photosynthesis must be divided into light-dark intervals.

Keywords: LED light source; phytolamp; agriculture; phytocenosis; plants; greenhouse lamp; developmental stages; spectral composition; diffuse light; efficiency; artificial lighting; photosynthesis

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время издержки на энергоресурсы составляют заметную долю в себестоимости сельскохозяйственной продукции. Существуют такие общеизвестные достоинства оптического излучения (ОИ) как факторы энергетического и регуляционного воздействия на биообъекты: экологическая чистота и возможность решения разнообразных технологических задач. Возможности получения необходимых параметров пространственного распределения потока, его

интенсивности облучения и спектрального распределения характеризуют ОИ, как способ эффективного воздействия [1]. Неоспоримым преимуществом также является тот факт, что при практически аналогичных светотехнических параметрах одна светодиодная фитолампа потребляет примерно в три раза меньше электроэнергии по сравнению с натриевой лампой. Помимо всего этого, светодиоды обладают ресурсом порядка 50000 ч, обеспечивающим долговечность излучателей на их основе и срок эксплуатации до 10 лет. Также следует отметить экологическую чистоту светодиодных ламп и отсутствие затрудняющих факторов, влияющих на их утилизацию в связи с отсутствием в составе светодиодов вредных компонентов. При эксплуатации таких ламп не наблюдается такой сильный нагрев, как в натриевых лампах, что способствует поддержанию необходимых климатических условий при выращивании растений [2].

II. ХАРАКТЕРИСТИКИ ФИТОЛАМПЫ

Основное преимущество применения светодиодных ламп для освещения фитоценоза в теплицах – возможность реализации практически идеального для их роста спектра излучения. Спектр расположен как в синей, так и в красной областях. Свет красного диапазона спектра требуется для роста корневой системы, цветения и

созревания плодов, а синее излучение необходимо для роста растений и развития листьев. В натриевой лампе существенная часть спектра находится в оранжево-красной области: из-за недостатка синего света растения тянутся вверх, оказываются более хрупкими и плохо выдерживают транспортировку [2]. Наилучшее усвоение углекислого газа наблюдается в длинноволновой части спектра, а по направлению к зеленой области спектра процесс фотосинтеза постепенно снижается. В данной части спектра фотосинтез минимальный, так как хлорофилл практически не поглощает зеленые лучи. В сине-фиолетовой области спектра наблюдается второй подъем интенсивности фотосинтеза (рис. 1) [1]. Учитывая данные особенности, наиболее благоприятными для выращивания сельскохозяйственных культур являются интенсивности в пределах 150–220 Вт/м², а оптимальный состав излучения имеет следующее соотношение энергий по спектру: 30% в синей области (380–490 нм), 15-20% в зеленой (490–590 нм) и 50-55% в красной области (600–700 нм) [2].

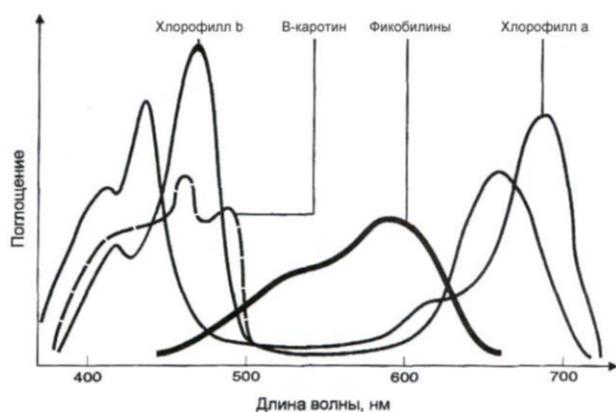


Рис. 1. Спектр поглощения пигментов

В реальных фитоценозах при одинаковых мощностях потоков излучения боковое освещение является наиболее эффективным (диффузный свет), чем верхнее освещение, поскольку оно более объемно и лучше распределяется по ассимилирующей поверхности фитоценоза. Интенсивность вертикального света резко снижается после прохождения света через листья. Через верхние листья проходит 100% света, через следующие за ними – 20%, а третьи листья получают только порядка 4%. Обеднение спектрального состава излучения является существенной проблемой. Поэтому при использовании искусственных осветительных приборов целесообразно располагать их таким образом, чтобы излучение падало на фитоценозы под определенными углами [1].

Исследования, проведенные в институте биологии в Карелии [3], показали, что при максимальной освещенности растений в 30 клк пик фотосинтеза достигается уже через 2 часа, а через 6 часов снижается примерно в 2-3 раза. Опираясь на эти данные можно утверждать, что весь период фотосинтеза необходимо

разбить на свето-темновые фазы. Прерывая режим искусственного обучения на определенное время, обеспечивается отдых растений для усваивания ими приобретенной световой энергии, после чего, они имеют возможность вернуться к максимальному пику фотосинтеза и продержаться на нем допустимое время, после чего следует снова погрузить растения в темноту. Такие максимумы своей жизнедеятельности растения могут получать в течение ночи несколько раз. Определить какими по величине должны быть световая и темновая фазы для оптимизации процесса фотосинтеза можно после многофакторного эксперимента и обработки его результатов [4].

III. ВЫВОД

Универсальный фитоизлучатель, учитывающий все эти факторы, позволит обеспечить оптимально комфортную светоцветовую среду для роста и развития любых видов растений на любой стадии их вегетации, а также даст возможность увеличить эффективность использования потока излучения [5]. Также для ускорения всхожести семян необходимо добавить в спектр ультрафиолетовое излучение (300-380 нм), используя светодиоды на основе гетероструктур GaN/AlGaIn [6]. При умеренной дозировке длинноволнового ультрафиолета [7] кванты света способны стимулировать рост и развитие растительных клеток, в связи с чем активируются процесс синтеза биологических соединений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Валеев Р.А. Повышение эффективности облучения меристемных растений с использованием светодиодных установок: Дис. к.техн. наук: 05.20.02. Ижевск, 2014. 150с.
- [2] Прокофьев А.Ю., Туркин А.Н., Яковлев А.А. Перспективы применения светодиодов в растениеводстве. Полупроводниковая светотехника, №5, стр.60-63, 2010.
- [3] Попова С.А. Энергосберегающая система автоматического управления температурным режимом в теплице / С.А. Попова // Дисс. на соиск. уч. степени к.т.н. Челябинск, 1995. 115 с.
- [4] Попова С.А. Обоснование прерывистого досвечивания тепличных растений СД-облучателями / С.А. Попова // Вестн. ИРГСХА. 2017. № 80. С. 118-125.
- [5] Корепанов В.И., Туранов С.Б. Адаптивная система облучения растений в теплицах. XIII Международная научно-практическая конференция, посвященная 55-летию ТУСУРа, стр.268-270, 2017.
- [6] The Efficiency of UV LEDs Based on GaN/AlGaIn Heterostructures / A.S. Evseenkov, S.A. Tarasov, I.A. Lamkin, A.V. Solomonov, S.Yu. Kurin // Proceedings of the 2015 IEEE North West Russia Section Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering Conference, 2-4 February, 2015, p. 27-29.
- [7] Characterization of HVPE-grown UV LED heterostructures/ S. Kurin, A. Antipov, I. Barash, A. Roenkov, A. Usikov, H. Helava, V. Ratnikov, N. Schmidt, A. Sakharov, S. Tarasov, E. Menkovich, I. Lamkin, B. Papchenko, Y. Makarov // Physica status solidi (C). 2014. №3. P. 813–816.

Разработка программы для генерации иерархических структур с икосаэдрической симметрией

П. А. Мадисон

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
palmadis@mail.ru

Abstract. An iterative algorithm for generation of hierarchical icosahedral structures is discussed. The algorithm is based on Socolar-Steinhardt tiling combined with the quasi-unit cell method. It is expected to be very useful in structure analysis of quasicrystals.

Keywords: hierarchical structure; quasicrystal; icosahedral symmetry

I. ВВЕДЕНИЕ

Иерархические структуры широко применяются в микро- и нанoeлектронике [1]. Примером перспективных материалов с иерархической структурой являются квазикристаллы. Атомная структура квазикристаллов обычно интерпретируется в рамках многомерной кристаллографии. В частности, структура икосаэдрических квазикристаллов может быть сгенерирована при помощи проецирования шестимерной гипер-кубической решетки на трёхмерный срез, ориентированный под иррациональным углом к базисным осям шестимерной решетки. В современной литературе этот метод носит название cut-and-project [2]. Он основывается на том факте, что поворотные оси симметрии, несовместимые с параллельными переносами в трехмерном пространстве, совместимы с решетками в пространстве большего числа измерений. На данный момент этот метод является основным и по сути единственным средством количественного структурного анализа квазикристаллов.

Изначально многомерный подход основывается на информации, полученной из дифракционных картин исследуемых образцов. Пики интенсивностей дифрагированного излучения индицируются шестью индексами, соответствующими координатам векторов обратной решетки в шестимерном пространстве. Однако, несмотря на целесообразность данного подхода при анализе уже имеющихся соединений, он оказывается сложным и непрактичным с точки зрения проектирования новых материалов. Поэтому в данной работе предлагается использовать альтернативную модель описания икосаэдрических квазикристаллов [3]. Она базируется на использовании зоноэдрального разбиения Соколар-Стейнхардта [4] совместно с методом квази-элементарных ячеек [5]. В рамках этой модели была составлена

программа, позволяющая генерировать положения атомов с локальной икосаэдрической симметрией.

II. ОПИСАНИЕ АЛГОРИТМА

Исследуемая модель основывается на заполнении трехмерного пространства четырьмя квази-элементарными ячейками. Эти ячейки представляют из себя четыре зоноэдра: ромбический триаконтаэдр, ромбический икосаэдр, ромбический додекаэдр и вытянутый золотой ромбоэдр. Они укладываются грань к грани без зазоров и самопересечений аналогично тому, как это делается в периодическом кристалле при использовании одной элементарной ячейки.

Квази-элементарная ячейка в программе задается тремя параметрами. Первый параметр – тип зоноэдра. Каждый зоноэдр обозначается целым числом от 1 до 4 и имеет свою заранее заданную систему координат и базовую ориентацию. Второй параметр – ориентация ячейки. Ориентация ячейки задается поворотом относительно базового положения. Все возможные повороты ячеек соответствуют 60 элементам группы вращений икосаэдра. Для каждой ячейки существует подгруппа элементов симметрии, которые переводят ее в себя. Поэтому классификация всех возможных ориентаций сводится к разложению группы симметрии икосаэдра на классы левых сопряженных элементов по подгруппе симметрии ячейки. Через золотой ромбоэдр проходит ось 3-го порядка, соответственно для него существует 20 возможных ориентаций. Через ромбический икосаэдр проходит ось 2-го порядка, и для него существует 30 возможных ориентаций. Через ромбический икосаэдр проходит ось 5-го порядка, и для него существует 12 возможных ориентаций. Подгруппой симметрии ромбического триаконтаэдра является вся группа симметрии икосаэдра, поэтому у него существует всего одна возможная ориентация. Третьим параметром ячейки является ее положение в пространстве. Положение характеризуется тремя координатами центра ячейки. Замечательным фактом является то, что эти координаты выражаются через рациональные числа и золотое сечение, то есть имеют вид $q_1+q_2\tau$, где τ – золотое сечение. Проведение операций над этими координатами как над элементами алгебраического числового поля позволяет

избежать ресурсоемких и накапливающих погрешность вычислений в действительных числах.

Далее, реализуется итеративный алгоритм генерации новых квази-элементарных ячеек на основе уже имеющихся. Эта процедура состоит в последовательном применении двух преобразований: операции инфляции и операции дефляции. Операция инфляции соответствует умножению координат центров имеющихся ячеек на масштабный множитель τ^3 . Операция дефляции состоит в заполнении увеличенной после инфляции ячейки новыми зоноэдрами в соответствии с правилами подстановки.

Правила подстановки проще всего составить для ромбического триаконтаэдра, так как в нем подъячейки будут располагаться в соответствии с икосаэдрической группой симметрии. Достаточно выбрать 13 ячеек и размножить их действием группы. Эти 13 ячеек перечислены в таблице I. Помимо трех параметров, задающих ячейку, также в таблице приведены множитель повторяемости и весовой множитель. Множитель повторяемости показывает сколько новых ячеек получается из базовой действием группы симметрии икосаэдра. Разные множители связаны с тем, что часть ячеек находится на осях симметрии, а часть – в позициях общего положения. Для некоторых ячеек возможен дробный весовой множитель. Это означает, что они принадлежат лишь частично увеличенному в τ^3 ромбическому триаконтаэдру. Если просуммировать множители повторяемости для всех базовых ячеек, то можно видеть, что правила подстановки для ромбического триаконтаэдра состоят из 533 новых полиэдров. Для остальных зоноэдров правила подстановки выводятся из правил для ромбического триаконтаэдра. Поочередное применение операций инфляции и дефляции позволяет полностью заполнить все трехмерное пространство.

Последним шагом является заполнение полученного массива квази-элементарных ячеек атомами аналогично тому, как это делается для периодического кристалла. Это заполнение не может быть произвольным и должно удовлетворять трем требованиям. Во-первых, как уже было сказано, каждый тип ячеек характеризуется своей симметрией. Расположение атомов внутри ячеек должно быть согласованно с соответствующей подгруппой группы икосаэдра. Во-вторых, известно, что в разбиении Соколара-Стейнхардта имеется три типа граней. Следовательно, эквивалентные грани должны быть декорированы одинаковым образом для всех ячеек. В-

третьих, генерируемое разбиение обладает свойством локального изоморфизма подобно разбиению Пенроуза. В случае икосаэдрической симметрии существует три различных способа выбора глобального начала координат. Схема декорирования не должна зависеть от этого выбора. Это обычно приводит к дополнительному удваиванию фактора повторяемости для атомов, расположенных на гранях.

ТАБЛИЦА I ПРАВИЛА ДЕФЛЯЦИИ ТРИАКОНТАЭДРА

Cell type	Cell position	Cell orientation	Sharing factor	Multiplicity factor
4	(0, 0, 0)	1	1	1
2	(2+ τ , 0, 0)	46	1	30
4	(2+4 τ , 0, 0)	1	1	30
1	(2, 2+2 τ , 0)	46	1	20
1	(2 τ , 2+2 τ , 0)	20	1	60
1	(2+2 τ , 2+2 τ , 0)	46	1	60
3	(2+4 τ , 2+2 τ , 0)	46	1	12
1	(4+4 τ , 2+2 τ , 0)	46	1	60
1	(2 τ , 2+4 τ , 0)	1	1	20
1	(2+2 τ , 2+4 τ , 0)	4	1	60
3	(2+4 τ , 2+4 τ , 0)	16	2/5	60
1	(1+3 τ , 3+4 τ , τ)	3	1/2	60
1	(1+3 τ , 3+4 τ , - τ)	2	1/2	60

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, нами реализован алгоритм, позволяющий генерировать трехмерные икосаэдрические упаковки и моделировать атомарную структуру квазикристаллов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Грачева И.Е., Мошников В.А. Наноматериалы с иерархической структурой. Учеб. пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ “ЛЭТИ”, 2011. 107 с.
- [2] Steurer W., Deloudi S. Crystallography of Quasicrystals. Concepts, Methods and Structures. – Berlin-Heidelberg: Springer, 2009.
- [3] Madison A.E., Madison P.A. Looking for alternatives to the superspace description of icosahedral quasicrystals // Proc. Roy. Soc. A. 2019. V. 475. 20180667.
- [4] Socolar J.E.S., Steinhardt P.J. Quasicrystals. II. Unit-cell configurations // Phys. Rev. B. 1986. V. 34. P. 617-647.
- [5] Jeong H.C., Steinhardt P.J. Rules for computing symmetry, density, and stoichiometry in a quasi-unit-cell model of quasicrystals // Phys. Rev. B. 2003. V. 68. 064102.

Синтез и исследование органо-неорганических покрытий для защиты оптических стекол от морского обрастания

В. И. Вошиков^{1,2}

¹Институт химии силикатов им. И.В. Гребенщикова Российской академии

²Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

e-mail: voshikoff@yandex.ru

Abstract. Synthesized polymeric and sol-gel coatings, including with the addition of soft biocides. Their physico-technical characteristics (wetting angle, hardness, adhesion) and the results of tests on marine fouling are given.

Keywords: Silicone polymers; polyurethane polymer; biocidal additives; biofouling

Суда, корабли, платформы и другие плавсредства подвергаются сильному коррозионному воздействию и биообрастанию в морской воде, приводя к их разрушению и, таким образом, нанося большой экономический вред.

Образованию биоотложений посвящено большое число публикаций, среди которых следует выделить монографию А.И. Раилкина [1].

Противодействию морскому обрастанию посвящено огромное количество исследований. Эта проблема не перестает быть актуальной на протяжении веков. Одним из распространенных методов защиты от коррозии и обрастания являются лакокрасочные покрытия. Лакокрасочная технология обладает рядом достоинств. Прежде всего, технологический процесс нанесения лакокрасочного покрытия не сложен и допускает окраску изделий любых габаритов, практически в любых условиях. Ремонтпригодность лакокрасочных покрытий весьма высока.

Лакокрасочные покрытия легко совмещаются с другими способами защиты. Применение лакокрасочных покрытий, как правило, более экономично по сравнению с другими видами защиты. Поэтому в настоящее время это наиболее распространенный метод защиты корпусов судов и кораблей [2].

Развитие отечественного судостроения и судоремонта, а также расширение района плавания в северных и тропических широтах обуславливает актуальность разработки новых покрытий с увеличенным сроком службы и специальными защитными свойствами, необходимыми для эксплуатации в различных условиях [2].

В связи с этим нами были разработаны и исследованы ряд прозрачных покрытий на основе полимерных матриц, смеси полимерных матриц с добавками мягких биоцидов, а также эпоксидно-титанатные покрытия, полученные золь-гель методом с биоцидом и без него, для защиты оптического стекла. В качестве полимерных матриц были использованы эпоксидные смолы, полиуретаны, кремнеорганические лаки. В качестве биоцидных добавок использовались оксид кобальта, закись меди и биоцид протатран салициловой кислоты (триэтаноламмониевая соль салициловой кислоты), синтезированный в Институте химии силикатов им. И.В. Гребенщикова Российской академии наук (ИХС РАН).

Для исследования свойств синтезированных покрытий, они наносились на одну сторону оптических стекол (луп). Для изучения морского обрастания были использованы оптические стекла (лупы), на одну сторону которых были нанесены защитные покрытия. Эта сторона погружалась в морскую воду (природные испытания), а с другой стороны велось фотографическое наблюдение за развитием морского обрастания этой поверхности во времени.

Для характеристики покрытий были исследованы следующие технологические свойства:

1. Краевой угол смачивания, определяемый по методу сидящей капли, (ГОСТ 7934.2). Угол смачивания характеризует способность воды растекаться по покрытию то есть его гидрофобность. Определение угла смачивания проводилось с помощью гониометра ЛК-1, оснащенного компьютерной программой Drop Shape.

2. Твердость, определялась по времени уменьшения амплитуды колебаний маятника (ГОСТ 52166) по Персозу.

3. Адгезия определялась методом «решетчатого надреза» (ГОСТ 15140).

Были изучены две партии образцов. Для первой партии образцов были изучены технологические свойства и морское обрастание. Натурные испытания защитных покрытий в морской среде проводились по методике [3].

Образцы были выдержаны в морской воде в течение 78 дней, и были исследованы в следующие дни: начало испытаний, 14 дней, 36 дней, 46 дней, 59 дней и 78 дней после постановки в морскую воду. Поскольку для испытаний были использованы покрытия, не содержащие биоцидов, или содержащие мягкий биоцид в чрезвычайно малых количествах (на 2 порядка меньше, чем концентрация биоцидов в судовых покрытиях), то за 78 дней испытаний образцы обросли более чем на 50% поверхности. За этот период были обнаружены следующие морскими обрастатели: устрицы, баянусы, мшанки, серпулиды (данные по морскому обрастанию получены в Институте проблем экологии и эволюции им. А.Н. Северцова Российской академии наук (ИПЭЭ РАН)).



Рис. 1. Эпоксидно-изоцианатное покрытие с протатраном первый день погружения и 78 день после погружения



Рис. 2. Эпоксититанатное покрытие с мягким биоцидом – первый день погружения и 78 день после погружения

Сначала появляется бактериальная пленка, спустя 14 дней пребывания в воде. Бактериальная пленка служит основой для прикрепления морских обрастателей. Однако она является показателем, что покрытие не является

токсичным. Спустя 33 дня после погружения обрастания не было выявлено. Обрастатели начали появляться, после 45 дней пребывания в морской воде, но в разной степени за исключением эпоксидно-изоцианатного покрытия с мягким биоцидом протатраном. После 59 дней было выявлено макрообрастания в разной степени. После 78 дней обрастание достигло свыше 50% всей поверхности у всех образцов, но все же этот процент разный. Наименьшее обрастание показали эпоксидно-изоцианатное покрытие с протатраном (рис. 1) и эпоксидно-титанатное покрытие с протатраном (рис. 2).

Для второй партии образцов были выбраны покрытия, показавшие наилучшие результаты в первой партии. Кроме того, были использованы более эффективные биоцидные добавки. Были исследованы физико-технические характеристики покрытий, и образцы отправлены на исследования в природных условиях, в морской среде. Ко второй партии относятся полисилоксано-полиуретановые и полиуретановые покрытия, а также кремнийорганические, в том числе модифицированные оксидом кобальта и закисью меди, полученные при различных условиях (невакуумированные, вакуумированные при температуре 80–100°C для дегазации, непрогретые и прогретые до 120°C после нанесения на стекло и нанесенные аэрографом или кистью).

Угол смачивания полисилоксано-полиуретановых покрытий изменяется в пределах 68–81 градусов, а у кремнийорганических – от 81 до 117 градусов. Наибольший угол смачивания до 117°C у кремнеорганического покрытия с оксидом кобальта, нанесенного аэрографом. Наибольшая твердость (0.7) у кремнийорганического покрытия с закисью меди и у кремнийорганического покрытия с оксидом кобальта, нанесенных аэрографом. Адгезия у всех покрытий хорошая с оценкой 1 балл.

Данное исследование будет продолжено в лабораторных и натуральных условиях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Процессы колонизации и защиты от обрастания. / Раилкин А.И. СПб: Изд-во Санкт-Петербургского ун-та, 1998. 262 с.
- [2] Технология судовых покрытий / Дринберг А.С., Калинин Т.В., Уденко И.А. ООО «Издательство «ЛКМ-пресс», 2016. – 672 с.
- [3] Комплексный подход к защите от морского обрастания и коррозии / Карпов В.А., Ковальчук Ю.Л., Полтаруха О.П., Ильин И.Н. М.: Т-во научных изданий КМК, 2007. 156 с.

Исследование оптических характеристик слоев CuPc, PTCDA, коллоидных квантовых точек PbS для органической фотовольтаики

А. А. Фоломеев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
rottalex@mail.ru

Abstract. The advantages of organic photovoltaic over silicon. Investigation of photovoltaic properties of structures consisting of CuPc, PTCDA and CQD PbS (1000) layers; luminescence spectra of the layers. A brief analysis of the results.

Keywords: organic photovoltaics; colloidal quantum dots; photoluminescence

I. ПРЕИМУЩЕСТВА ОРГАНИЧЕСКОЙ ФОТОВОЛЬТАИКИ

В фотовольтаике, помимо кремниевых и немногих других полупроводниковых материалов используют и органические материалы. Из таких материалов можно получить любой тип проводимости. Помимо этого, производство кремниевых солнечных батарей обходится дороже, чем производство батарей на основе органических материалов. Это позволило вывести органическую фотовольтаику в одно из перспективных направлений.

Эффективность кремниевых солнечных модулей достигает 20..25%, однако себестоимость преобразования энергии за 1 кВт-ч около 20 руб. (0,3 USD). Создание гибких органических солнечных батарей позволит получить ниже эффективность (8..10%), но себестоимость будет в 10 раз меньше, чем у «солнечного» кремния. При этом для изготовления таких модулей используются экологически чистые, недорогие и доступные материалы [1].

Один из недостатков органических модулей заключается в том, что использование одного материала оказывается недостаточным для эффективного преобразование солнечной энергии в электрическую. Это возникает из-за того, что материалы не поглощают на всем диапазоне волн от УФ (300 нм) до ближнего ИК (до 1000 нм).

Поэтому для улучшения эффективности создаются структуры из нескольких материалов. Кроме того, существуют перспективы улучшения эффективности за счет использования дополнительного слоя коллоидных квантовых точек (ККТ) [2-3].

II. ОБОРУДОВАНИЕ И МЕТОДИКИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Для исследования оптических характеристик были использованы слои из таких материалов, как CuPc, PTCDA и ККТ халькогенида свинца, излучающие на длине волны 1000 нм.

I, отн. ед.

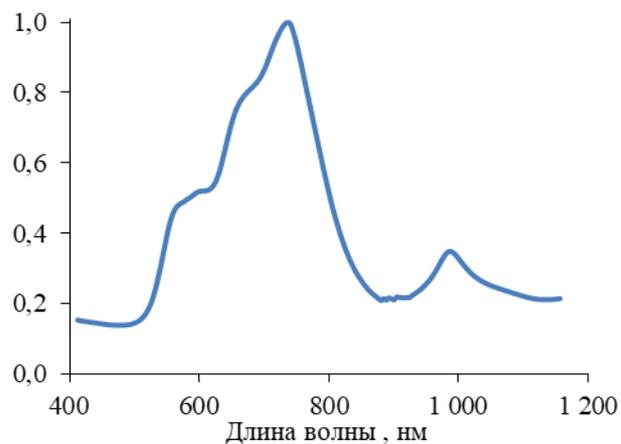


Рис. 1. Спектр чувствительности структур CuPc/PTCDA.

На рис. 1 изображен спектр чувствительности структуры CuPc-PTCDA. Установлено, что в области 800 нм происходит поглощение материалом CuPc, в области 600 нм происходит поглощение PTCDA. Добавление ККТ (PbS – 1000 нм) позволит расширить диапазон поглощения. Что приведет к повышению эффективности [4].

Напыление слоев CuPc и PTCDA происходило методом вакуумного термического осаждения с помощью ВУП-4 – вакуумного поста. Между слоями, методом центрифугирования, наносился слой ККТ.

Средством измерения структур для исследования электрических и оптических свойств была установка на основе зондовой станции и спектрометра быстрого

сканирования OceanOptics USB4000. Для регистрации спектров с высоким разрешением использовался спектрометр OceanOptics HR4000.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ВЫВОДЫ

Было исследовано влияние таких технологических параметров как температура подогрева подложек при напылении, скорость центрифугирования ККТ на оптические свойства структур. Большое внимание уделялось исследованию спектров фоточувствительности, поглощения и пропускания структур.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Органическая фотовольтаика - завтрашний день солнечной энергетики / Грачёв А.А. // Электрик. Международный электротехнический журнал. Изд. «Радиомотор» 2015. № 10. С. 44-46.
- [2] Создание и исследование органических светоизлучающих структур, содержащих массивы коллоидных квантовых точек / М.А. Еремеев, И.И. Михайлов, М.Д. Павлова, И.А. Ламкин, С.А. Тарасов // Оптика и спектроскопия. 2018. том 124. вып. 5. С. 657-661.
- [3] Creation and investigation of organic light-emitting structures containing arrays of colloidal quantum dots / M.A. Ereemeev, I.I. Mikhailov, M.D. Pavlova, I.A. Lamkin, S.A. Tarasov // Optics and Spectroscopy (English translation of Optika i Spektroskopiya). 2018. V. 124, Issue 5, pp 691–695.
- [4] Organic photodetective device based on metal phthalocyanine / M.D. Pavlova, I.A. Lamkin, S.A. Tarasov, A.V. Solomonov // J. Phys.: Conf. Ser. 2018. 1038. P. 012104.

Разработка учебного лабораторного стенда по дисциплине «Компоненты электронной техники»

М. А. Колташев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
koltashev@29.ru

Abstract. In this paper, the main features of the new laboratory stand on the subject "Components of electronic equipment" are highlighted. Unlike the previous one, this stand has a modular design, in connection with which it became possible to flexibly change the program for performing laboratory work in this discipline. Also, due to the added innovations, it became possible to significantly expand the list of parameters measured in the course of laboratory work, which makes it possible to highlight in more detail the basic laws and features of electronic equipment components.

Keywords: *electronic components; laboratory bench; performance analysis*

I. ОБЩАЯ КОНЦЕПЦИЯ ЛАБОРАТОРНОГО СТЕНДА

В дисциплине «Компоненты электронной техники» изучаются основные свойства пассивных элементов. Для более полного изучения материалов курса необходимо пронаблюдать основные свойства пассивных элементов в условиях эксперимента. Поэтому крайне важно, чтобы при работе за лабораторным стендом можно было точно создать условия внешних воздействий на исследуемые элементы. Для этого в лабораторном стенде присутствует регулируемый источник питания со встроенным вольтметром, цифровой синтезатор сигналов (DDS-генератор) с различной формой выходного сигнала (синусоида, меандр, треугольная волна) и возможностью регулировки частоты от 1 Гц до 2 МГц, нагревательное устройство (мощный проволочный резистор с

регулировкой выделяемой мощности при помощи широтно-импульсной модуляции).

Отличительной особенностью нового лабораторного стенда является применение модульной системы позволить вводить новые лабораторные работы, либо изменять имеющиеся, без внесения конструктивных изменений в стенд.

Все основные элементы лабораторного стенда (за исключением внешних модулей и мультиметров) размещены в едином корпусе.

II. ИСТОЧНИК НАПРЯЖЕНИЯ

В применяемом на сегодняшний день лабораторном стенде для регулировки напряжения используется делитель напряжения (потенциометр). Подобное решение отличается своей простотой, однако КПД при этом достаточно низкий (особенно в области низких выходных напряжений). Кроме того, со временем проводящий слой потенциометра «кистируется», что снижает срок службы.

С целью устранения данных недостатков было разработано следующее устройство.

Для управления используется микроконтроллер ATmega328P. На вход схемы подается постоянное напряжение 24В. С микроконтроллера через цифровой порт подается ШИМ сигнал регулируемой скважности. Изменение скважности производится при помощи

энкодера. ШИМ сигнал через резистор заряжает конденсатор до определенного уровня. Амплитуда ШИМ сигнала составляет 5В. В зависимости от длины импульсов конденсатор зарядится до напряжения от 0 до 5В. Далее это напряжение попадает на неинвертирующий усилитель, а затем подается на базу транзистора. Ток с выхода операционного усилителя открывает биполярный транзистор, который в свою очередь коммутирует нагрузку.

Измерение выходного напряжения производится при помощи АЦП микроконтроллера через делитель напряжения. Для вывода значений применен 4-разрядный 7-сегментный индикатор с общим катодом. В данном случае используется динамическая индикация, то есть в каждый момент времени загорается только одна цифра четверенного семисегментного индикатора, потом загорается следующая и так по кругу. Но так как смена происходит очень быстро, то глазу кажется, что горят все цифры. Для этого использован сдвиговый регистр 74НС595, управляемый микроконтроллером.

При подаче питающего напряжения (при включении) микроконтроллер переходит в спящий режим и регулировка напряжения не производится. Для начала работы необходимо нажать на кнопку энкодера, что выведет микроконтроллер из сна (пробуждение).

III. ЦИФРОВОЙ СИНТЕЗАТОР СИГНАЛОВ

Основой данного устройства является микросхема AD9833. Микросхема AD9833 – это программируемый генератор сигналов с низким потреблением тока, который может генерировать сигнал синусоидальной, треугольной и прямоугольной формы. В случае меандра амплитуда сигнала составляет 3 В, а в остальных случаях – 0,6 В. Поэтому для усиления сигнала применен операционный усилитель.

Выходная частота и фаза программируется под управлением внешнего микроконтроллера, что упрощает настройку генерации. Для запуска микросхемы в работу почти не требуется внешних компонентов (кроме внешнего генератора опорных тактов и блокирующих фильтрующих конденсаторов). Параметры записываются в AD9833 через 3-проводный последовательный интерфейс (SPI).

Для вывода информации применен жидкокристаллический монохромный дисплей с разрешением 84×48 точек.

Энкодер, подключенный к цифровым выводам микроконтроллера ATmega328P, запускает процедуру прерывания в программном обеспечении, управляя частотой, которая записывается в модуль AD9833. Частота увеличивается в $\times 1$, $\times 10$, $\times 100$, $\times 1000$ и так далее. Шаг квантования при установке частоты задается с использованием второго поворотного энкодера, который управляется программным обеспечением, а не с использованием прерывания.

Изменение формы сигнала производится при помощи кнопки второго энкодера.

IV. НАГРЕВАТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО

В качестве нагревательного элемента выступает мощный проволочный резистор, позволяющий рассеивать 25 Вт мощности. Особый интерес представляет возможность управлять температурой нагревателя и контролировать ее. Это подразумевает, в том числе, и защиту от температурного перегрева помещенных в нагреватель элементов.

Управление температурой резистора, а именно рассеиваемой на нем мощности, производится с помощью источника ШИМ-сигнала и полевого транзистора.

Для контроля температуры нагревателя в схеме присутствует термистор. Подобный способ измерения температуры не обладает высокой точностью, однако для данной задачи приемлемо его использование в качестве датчика температуры.

Кроме того, при достижении температур, кратных 10, (типичные значения для исследования в лабораторных работах) скважность ШИМ-сигнала уменьшается, что снижает рассеиваемую мощность на нагревательном резисторе. Это может быть достаточно удобно при выполнении работ и регистрации экспериментальных значений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Быстров Ю.А. Электронные цепи и микросхемотехника: учеб. / Ю.А. Быстров, И.Г. Мироненко. М.: Высш. шк., 2002.
- [2] Компоненты электронной техники: метод. указания к лаб. работам / сост.: А.Ю. Грязнов, Д.К. Кострин, С.А. Марцынюков, В.Б. Бессонов, К.К. Жамова, Н.Е. Староверов. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014. 48 с.

Исследование параметров светоизлучающих сверхрешеточных гетероструктур на основе твердых растворов (AlInGa)N

В. И. Григорьев¹, А. С. Ларченко²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹FAQ2112@yandex.ru, ²larchenko_a@inbox.ru

Abstract. Structures based on (AlInGa)N solid solutions were studied by electroluminescence and photoluminescence methods. Studies have shown that the introduction of superlattices in the upper part of the structure has a beneficial effect on the quality of the structure, which is reflected in an increase in the power and efficiency of the light-emitting heterostructure, a decrease in the content of defects in the structures and the temperature of the active region in the operating modes of operation.

Keywords: LED; (AlInGa)N; nitrides, superlattice; photoluminescence; electroluminescence; efficiency

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время полупроводниковые гетероструктуры на основе твердых растворов (AlInGa)N являются основными материалами для создания светодиодов, работающих в спектральном диапазоне от ультрафиолетового до зеленого излучения, а также для создания ламп белого света [1]. Из преимуществ данных структур выделяется возможность варьировать ширину запрещенной зоны от 0,7 до 6,4 эВ путем изменения состава, высокая подвижность носителей, высокая теплоёмкость и низкая чувствительность к ионизирующему излучению [2]. Основным недостатком таких структур является высокое содержание дефектов из-за выращивания структур на чужеродных подложках, что приводит к рассогласованию кристаллических решеток подложки и последующих слоев [3]. Поэтому, постоянно происходит совершенствование технологий создания таких структур.

II. ЭКСПЕРИМЕНТ

В работе исследовались четыре типа структур, в которые добавлены сверхрешетки на основе твердых растворов AlGaN и InGaN. Первая область внедрения сверхрешеток находится между нижним эмиттером и активной областью. Использовались сверхрешеточные структуры, состоящие из 15 пар слоев $\text{In}_{0,9}\text{Ga}_{0,1}\text{N}/\text{In}_{0,99}\text{Ga}_{0,01}\text{N}$. Показано, что использование такой сверхрешетки позволяет снизить концентрацию дефектов в активной области и ограничиться одиночной излучающей квантовой ямой $\text{In}_{0,15}\text{Ga}_{0,75}\text{N}$.

Также сверхрешетки внедрялись в верхнюю часть структуры. В этом случае они выполняют роль блокирующего слоя (БС). Для изучения его влияния были исследованы структуры четырех типов. Первый тип структур БС содержит сверхрешетку на основе 9 пар слоев $\text{p-Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{N}/\text{GaN}$. Следующие два типа содержали однородные слои, созданные на основе твердого раствора нитрида галлия алюминия различного состава ($\text{p-Al}_{0,15}\text{Ga}_{0,85}\text{N}$ или $\text{p-Al}_{0,1}\text{Ga}_{0,9}\text{N}$). Четвертый тип структур содержал БС, выполненный без добавления нитрида алюминия (p-GaN).

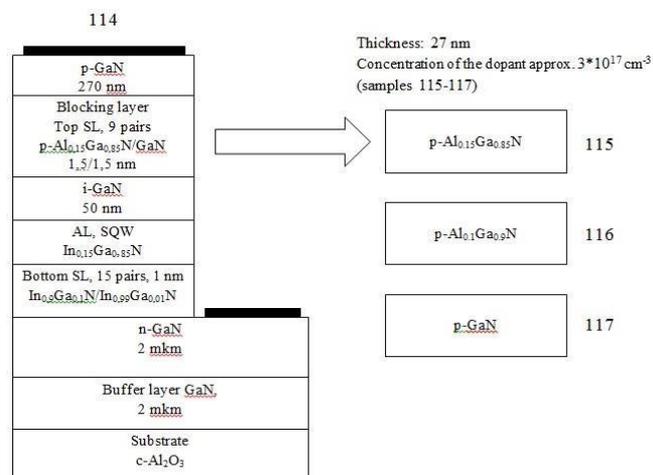


Рис. 1. Состав слоев исследуемых структур

Были применены методы фото- и электролюминесценции для исследования влияния добавления сверхрешеток в состав светоизлучающих гетероструктур на содержание дефектов в структуре и рабочие характеристики. Форма спектров фотолюминесценции позволяет рассчитать концентрации дефектов, энергии основных переходов, концентрации электронов [4]. С помощью метода электролюминесценции можно получить спектр излучения светодиодных структур, который определяется шириной запрещенной зоны, типом и концентрацией легирующей

примеси и механизмом излучательной рекомбинации. Из-за наличия состояний, лежащих внутри запрещенной зоны (примеси и иные дефекты), в светодиодных структурах излучение начинается при энергиях меньших ширины запрещенной зоны, а максимум спектра приблизительно соответствует ширине запрещенной зоны. Исследования показали, что внедрение сверхрешеток в верхнюю часть структуры благотворно влияет на качество структуры, что отображается в увеличении мощности и эффективности светоизлучающей гетероструктуры и понижении температуры активной области в рабочих режимах функционирования. По спектрам фотолюминесценции был сделан вывод о снижении дефектности структур, что отображает низкая интенсивность пика «желтой» полосы люминесценции [5], возникающей из-за содержания комплекса $V_{Ga}-O_N$, образованный вакансией Ga и кислородом в азотных вакансиях [6]. Показано, что использование более узкозонных БС ухудшало рабочие характеристики структур [7].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Santana G., de Melo O., Aguilar-Hernández J., Mendoza-Pérez R., Monroy B. M., Escamilla-Esquivel A., López-López M., de Moure F., Hernández L. A., Contreras-Puente G. Photoluminescence study of gallium nitride thin films obtained by infrared close space vapor transport // *Materials*. 2013. 6. P. 1050-1060.
- [2] Kurin S., Antipov A., Barash I., Roenkov A., Helava H., Tarasov S., Menkovich E., Lamkin I., Makarov Yu. CHVPE growth of AlGaIn-based UV LEDs // *Physica status solidi (c)*. 2013. V. 10, Issue 3, P. 289–293.
- [3] Menkovich E.A., Solomonov A.V., Tarasov S.A., Yurgin P.A. The investigation of luminescence properties of nitride-based heterostructures, containing superlattice // *Functional materials*. 2014. Vol. 21. No. 2. P. 186-189.
- [4] Kurin S. Yu., Usikov A. S., Papchenko B. P., Helava H., Makarov Yu. N., Evseenkov A. S., Tarasov S. A., Solomonov A. V. The efficiency of GaN/AlGaIn p-n heterostructures in UV spectral range // *Journal of Physics: Conference Series*. 2016. 741. 012107.
- [5] Julkarnain M., Kamata N., Fukuda T., Arakawa Y. Yellow luminescence band in undoped GaN revealed by two-wavelength excited photoluminescence // *Optical Materials*. 2016. 60. P. 481-486.
- [6] Reshchikov M.A., Morkoc H. Luminescence properties of defects in GaN // *Journal of Applied Physics*. 2005. 97. 061301.
- [7] Evseenkov A.S., Tarasov S.A., Kurin S.Yu., Usikov A.S., Papchenko B.P., Helava H., Makarov Yu.N., Solomonov A.V. The efficiency of UV LEDs based on GaN/AlGaIn heterostructures // *Journal of Physics: Conference Series*. 2015. 661. 012038.

Исследование органических материалов для создания светоизлучающих структур

А. Э. Дегтерев¹, М. А. Еремеев²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

¹alex.degterev@gmail.com, ²markeremeev22@gmail.com

Abstract. Light-emitting structures that contain colloidal quantum dots of cadmium selenide in the active layer were created. Obtained OLEDs have demonstrated a significant change in the spectral characteristics, as well as an increase in the efficiency due to a high luminescence quantum yield of CQD. The uniformity of the organic layers thickness was estimated by measuring the photoluminescence.

Keywords: Organic; OLED; NPB; CQD

I. ВВЕДЕНИЕ

Создание и исследование полупроводниковых источников света по-прежнему остается одним из перспективных направлений в современной электронике. На сегодняшний день всё большую актуальность приобретают органические полупроводниковые материалы и приборы на их основе, а именно, органические светоизлучающие диоды (OLED). Связано это с тем, что на

их основе можно создавать матрицы экранов с низким энергопотреблением, высокой скоростью работы и улучшенной цветопередачей.

II. АНАЛИЗ И СОЗДАНИЕ СТРУКТУР

A. Структура

OLED представляет из себя слоистую структуру из органических полупроводников. Их количество может различаться, однако в любом светодиоде будет анод, транспортные слои с дырочной и электронной проводимостью, а также катод. На данный момент ведутся активные исследования структур органических светодиодов, содержащих в составе активного слоя коллоидные квантовые точки (ККТ) [1]. Квантовые точки, добавленные в активный слой органического светодиода, позволяют улучшить эффективность прибора благодаря

высокому квантовому выходу люминесценции и дают возможность управлять свойствами излучения [2].

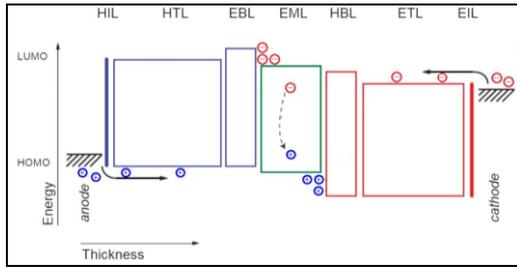


Рис. 1. Структура и принцип работы OLED.

В. Используемые материалы

С целью создания более качественных и эффективных структур был изучен ряд материалов для дырочного транспортного слоя (HTL):

- TPD (N,N'-Bis(3-methylphenyl)-N,N'-diphenylbenzidine);
- NPВ (N,N'-Di(1-naphthyl)-N,N'-diphenyl-(1,1'-biphenyl)-4,4'-diamine);
- PEDOT:PSS (poly(3,4-ethylenedioxythiophene)-poly(styrenesulfonate));
- ТСТА (Tris(4-carbazoyl-9-ylphenyl)amine).

HTL должен принимать дырки из анода и переносить их на границу с электронным транспортным или эмиссионным слоем в зависимости от структуры. Также материал обязан препятствовать экстракции электронов из эмиссионной области. Данные условия строго определили параметры необходимого органического соединения, в том числе и его ширину запрещенной зоны.

С. Методы

В процессе создания структур применялись методы центрифугирования и вакуумного термического осаждения. Отдельные слои и готовые светодиоды исследовались с использованием методик оптической спектроскопии (ОС) и сканирующей электронной спектроскопии (СЭС).

а. Результаты

Среди использованных органических материалов в качестве транспортного слоя для дырок лучше всего себя проявил NPВ. Созданные светодиоды на его основе обладали более высокой эффективностью излучения, которая достигала практически 10%.

Также были получены светоизлучающие органические структуры, содержащие в активном слое коллоидные квантовые точки CdSe. Используемые ККТ фотолуминесцируют на длине волны 680 нанометров, что отразилось на спектральной характеристике созданных OLED (рис. 2). Однако основным преимуществом включения коллоидных квантовых точек в структуру ITO/PEDOT:PSS/NPB/NPB+CQD/Alq3/Al стало

существенное изменение основного пика электролюминесценции на всем диапазоне подаваемого напряжения. Возросла интенсивность и стабильность излучения, что связано с влиянием эффектов переизлучения и внутреннего поглощения в массиве ККТ.

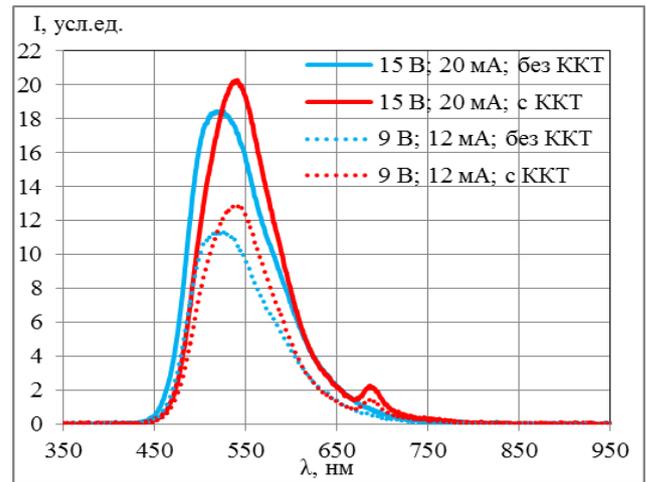


Рис. 2. Спектральные характеристики электролюминесценции созданных светодиодов с коллоидными квантовыми точками и без.

Методами оптической спектроскопии была произведена оценка применимости способа быстрого вакуумного термического осаждения для создания органических слоев. Измерения показали, что использованная методика позволяет наносить качественные пленки материалов NPВ и Alq3 за более короткое время и без ухудшения их физических свойств.

III. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данный момент ведутся работы по повышению яркости излучения массива ККТ за счет оптимизации процедуры распределения квантовых точек в структуре. Исследуются способы введения в состав структуры готового многокомпонентного массива коллоидных квантовых точек различного состава и размера, обладающего заранее заданным спектром фотолуминесценции [3–4]. Использование таких массивов позволит создавать органические структуры, обладающие спектром электролюминесценции близким к спектру излучения Солнца.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Fengjuan Zhang, Shujie Wang, Lei Wang. Super Color Purity Green Quantum Dot Light-Emitting Diodes by using CdSe/CdS Nanoplatelets // *Nanoscale*. 2016. № 8.С.12182-12188.
- [2] Михайлов И.И., Тарасов С.А., Ламкин И.А., Тадаев П.О., Козлович Л.И., Соломонов А.В., Степанов Е.М. // *Journal of Physics: Conference Series*. 2016. № 741.С. 012103.
- [3] Степанов Е.М., Михайлов И.И., Тарасов С.А., Соломонов А.В. Light-emitting structures based on colloidal quantum dots of cadmium sulphide having a high color rendering index // *IEEE. EIConRusNW*. 2016. № 7448125.С. 82-84.
- [4] Тадаев П.О., Гуревич М.О., Козлович Л.И., Михайлов И.И. The study of CdSe/ZnS and CdSeZnS/ZnS colloidal quantum dots structures as flexible electronics components // *IEEE. EIConRusNW*. 2016. № 7448126.С. 85-87.

Современное состояние и тенденции развития газовых сенсоров на оксиды азота

В. М. Кондратьев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
kvm_96@mail

Abstract. The main cause of smog, acid rain, chronic respiratory diseases is NO_x compounds (the sum of nitrogen oxides) arising from the contact of high-temperature heat sources with atmospheric nitrogen. Timely gas detection of NO_x is due to environmental standards for controlling the emission into the atmosphere of harmful and toxic substance, ensuring personal and industrial safety. Many approaches to gas detection have been proposed since the beginning of the last century, including: thermal-catalytic, thermal-conductivity, flame-ionization, electrochemical, optical and semiconductor detection principles. Sensors that implement these principles have different sensitivity, operating temperature, as well as specific parameters. In this regard, the purpose of the study is to establish the basic principles of detection of NO_x and assess their prospects.

Keywords: nitrogen oxides; gas sensor; semiconductor gas sensor; hybrid gas sensor

I. ТЕРМОКАТАЛИТИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ

Известен термокаталитический газовый сенсор [1], чувствительным элементом которого является пара шариков или цилиндров, изготовленных из тонкой платиновой проволоки (активный и компенсационный пеллистор). Принцип действия такого сенсора основан на изменение сопротивления платиновой проволоки при каталитическом сгорании исследуемого газа на поверхности активного пеллистора. Пеллисторы при этом включаются в мостовую схему, с диагонали которой снимается выходной сигнал, пропорциональный концентрации детектируемого газа.

Термокаталитический сенсор показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 0...1000 ppm (NO) и 0...30 ppm (NO₂), работоспособность при температурах окружающей среды порядка -50...70°C ("Oldham SAS", Франция).

II. ТЕРМОКОНДУКТОМЕТРИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ

Известен термокондуктометрический газовый сенсор [2], чувствительным элементом которого является пара нагревательных элементов – измерительный и сравнительный, помещённых в соответствующие ячейки. Измерительная ячейка заполняется анализируемой газовой смесью, сравнительная – газом с известным составом.

Принцип действия таких сенсоров основан на сравнение теплопроводности газовых смесей. Появление в измерительной камере целевого газа приводит к изменению теплопроводности газовой смеси, изменению температуры и сопротивления измерительного электрода. Нагревательные элементы включаются в стандартную мостовую схему, с диагонали которой снимается выходной сигнал, пропорциональный концентрации детектируемого газа.

Термокондуктометрический сенсор [3] показывает чувствительность к концентрациям NO_x порядка 200 ... 5500 ppm.

III. ПЛАМЕННО-ИОНИЗАЦИОННЫЕ СЕНСОРЫ

Известен пламенно-ионизационный газовый сенсор [4], чувствительным элементом которого является коллекторный электрод, изготовленный из платиновой проволоки в виде сетки, расположенный над пламенем водородной горелки, одновременно являющейся вторым электродом. Принцип действия такого сенсора основан на ионизации молекул NO_x, подаваемых в составе газовой смеси, в пламенно-ионизационном преобразователе, в зоне водородного пламени. При попадании молекул газов в зону пламени происходит образование ионов, при этом резко возрастает электропроводность пламени, что фиксируется детектором [5].

Пламенно-ионизационный сенсор [4] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 20 ppm и выше (NO).

IV. ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ

Известен электрохимический газовый сенсор [6], чувствительным элементом которого является набор электродов, помещённых в электролит, один из которых – электрод сравнения, обладает постоянным потенциалом, второй – индикаторный электрод – обратимо реагирует на изменение состава электролита. Третий электрод – вспомогательный, платиновая проволока, служащая токоотводом от индикаторного электрода.

Принцип действия такого сенсора основан на протекании химических реакций под действием электрического тока на электродах, помещённых в электролит. Анализируемая газовая смесь вступает в

химическую реакцию с электролитом, в электролите возникают заряженные ионы, между электродами начинает протекать электрический ток, пропорциональный концентрации анализируемого компонента в пробе.

Электрохимический сенсор (Continental Inc., Германия) показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 0...3000 ppm (NO_x), при температуре окружающей среды порядка -40...105°C.

V. ОПТИЧЕСКИЕ СЕНСОРЫ

Известен оптический газовый сенсор [6], чувствительным элементом которого является оптопара, помещённая в атмосферу контролируемой среды. Принцип действия таких сенсоров основан на избирательном поглощении света ИК - диапазона разнородными молекулами газовой смеси.

Оптический сенсор (ЭМИ Прибор, Россия) показывают чувствительность к концентрациям газа порядка 0...250 ppm (NO) и 0...30 ppm (NO₂), работоспособность при температуре окружающей среды порядка -60...60°C.

VI. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ СЕНСОРЫ

Известны полупроводниковые газовые сенсоры, чувствительным элементом которых является тонкий слой полупроводникового материала различной модификации. Принцип действия таких сенсоров основан на изменении проводимости чувствительного слоя, связанном с протекающими на поверхности и в объёме полупроводника молекулярными и электронными взаимодействиями (адсорбция и диффузия адсорбированных молекул, перенос заряда между зёрнами кристаллитов). Для улучшения газочувствительных свойств таких сенсоров используются слои на основе фрактально-перколяционных структур [7], модификация функционального состава поверхности слоев [8], а также легирование [9].

Сенсор на основе наноструктур WO₃ в исследованиях [10], изготовленный на кварцевой подложке методом спин-коатинг с последующим отжигом, показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 1 ppm (NO₂) при рабочей температуре 300°C.

Сенсор на основе массива нанонитей ZnO, в исследованиях [11], полученный методом гидротермального синтеза, показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 5 ppm (NO₂), при рабочей температуре 250°C.

Сенсор на основе нанонитей TeO₂, полученных методом термического осаждения, в исследованиях [12] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 0.5–10 ppm (NO₂), при рабочей температуре 150 °C.

Известен полупроводниковый газовый сенсор [13] на основе гибридных аэрогелей MoS₂/Graphene, чувствительным элементом которого является сборка двумерных слоёв (в трёхмерную структуру аэрогеля) на

микроплатформе нагревателя. Структура аэрогеля создавалась методом высокотемпературного отжига и сульфуризации и обеспечивала высокое значение отношения площади поверхности структуры относительно её объёма. Адсорбция оксидов азота в данном случае происходила на адсорбционных центрах с низкой (атомы углерода) и высокой (вакансии, функциональные группы) энергией связи. Адсорбция сопровождалась соответственно быстрым и медленным откликом изменения (уменьшения) сопротивления образца за счёт акцепторного механизма перехода электронов из зоны проводимости MoS₂/Graphene к адсорбированным молекулам NO₂. Сенсор на основе гибридного аэрогеля MoS₂/Graphene в исследовании [13] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 50ppb – 5 ppm (NO₂), при рабочей температуре 200°C и подаче на гибридный аэрогель напряжения порядка 0.5В.

Известен полупроводниковый газовый сенсор [11] на основе нанокompозита ZnO/Graphene, чувствительным слоем которого является подвергнутый микроволновому облучению слой ZnO/Graphene. Повышение чувствительности за счёт облучения структуры в первую очередь связывают с поверхностными дефектами, создаваемыми микроволновым излучением. Сенсор на основе ZnO/Graphene в исследовании [14] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 1 ppm (NO₂), при рабочей температуре 300°C.

Известны гибридные полупроводниковые газовые сенсоры [15] на основе оксида олова (IV), чувствительным элементом которых является тонкая плёнка SnO₂ (600 нм), поверхность которой нагружается катализатором на основе нанокластеров оксидов металлов с характерным размером порядка 10 нм. Плёнка SnO₂ толщиной 430нм формировалась методом высокочастотного распыления оловянной мишени (99,999%) в атмосфере кислорода (30%) – аргона (70%). Нанокластеры металлоксидных катализаторов также наносились методом высокочастотного распыления мишени с использованием масок. Исследования [15] показали, что среди гибридных структур WO₃/SnO₂, TeO₂/SnO₂, Al₂O₃/SnO₂, NiO/SnO₂, CuO/SnO₂, In₂O₃/SnO₂, ZnO/SnO₂, TiO₂/SnO₂, Ag₂O/SnO₂, PdO/SnO₂, наилучшую чувствительность, время отклика и восстановления сенсора, показывает структура WO₃/SnO₂. Структуры NiO/SnO₂, CuO/SnO₂, In₂O₃/SnO₂, Ag₂O/SnO₂, PdO/SnO₂, TeO₂/SnO₂ показали низкую чувствительность к оксиду азота за счёт существования p-n переходов между микрочастицами и тонкой плёнкой SnO₂, что приводило к увеличению сопротивления сенсора и снижению чувствительности. Сенсор на основе гибридных структур WO₃/SnO₂ в исследовании [15] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 10 ppm (NO₂), 500 ppm (NO), при рабочей температуре 100°C.

Известен гибридный полупроводниковый газовый сенсор [16], чувствительным элементом которого является тонкая нанокompозитная плёнка SnO₂/NiO, с молярным отношением компонентов 4/1 соответственно, сформированная методом совместного прокалывания в течение 2ч при 400 °C. Чувствительность сенсора на основе SnO₂/NiO определяется в данном случае не только

протекающими на поверхности и в объёме нанокompозита молекулярными и электронными взаимодействиями (адсорбция и диффузия адсорбированных молекул и перенос заряда между зернами кристаллитов), но также гетеропереходами, существующими между n – SnO_2 и p – NiO областями нанокompозита. Сенсор на основе тонкой нанокompозитной плёнки SnO_2/NiO в исследованиях [16] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 0.5 ppm (NO_2), при рабочей температуре 85°C.

Известен гибридный полупроводниковый газовый сенсор [36], чувствительным элементом которого является гетероструктура $\text{SnO}_2\text{-In}_2\text{O}_3$. Наностержни SnO_2 и In_2O_3 формировались методом электроспиннинга с последующим прокаливанием. Повышенная чувствительность структуры объясняется тем, что In_2O_3 компенсирует недостаточную плотность носителей заряда и дефицит кислородных вакансий в SnO_2 . Сенсор на основе гетероструктур $\text{SnO}_2\text{-In}_2\text{O}_3$ в исследованиях [17] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 0.1–100 ppm (NO_x), при комнатной температуре.

Известен гибридный полупроводниковый газовый сенсор [18], чувствительным элементом которого является нанокompозит CNT-ZnO на основе углеродных нанотрубок (CNT), на которых методом гидро-химического синтеза наносились частицы оксида цинка (II). Чувствительность сенсора на основе CNT-ZnO к газам изменялась при использовании разного массового отношения CNT/ZnO , так для NO_2 оптимальным являлось использование 0.1% CNT. Было установлено, что использование малого массового процентного содержания углеродных нанотрубок в композите приводит к подавлению зародышеобразования и уменьшает средний размер частиц ZnO , увеличивает отношение площади поверхности композита к объёму. Дополнительный вклад в площадь поверхности композита вносит внешняя и внутренняя площадь поверхности CNT. При большой загрузке нанотрубками наблюдается увеличение частиц ZnO , связанное с увеличением поверхности CNT, способствующей увеличению скорости агломерации. Сенсор на основе CNT/ZnO в исследованиях [18] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 2-20 ppm (NO_2), при рабочей температуре 250°C в атмосфере N_2 (0.4 ± 0.03 мбар).

Сенсор на основе CNT-ZnO , полученный методом термического испарения в присутствии углеродных нанотрубок, в исследованиях [19] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 10 ppm (NO_2), при рабочей температуре 300°C.

Известен полупроводниковый газовый сенсор [20], на основе структуры диода Шоттки Pt/SiC . Под воздействием целевого газа прямой ток устройства менялся из-за изменений высоты барьера Шоттки. Механизм адсорбции газообразных соединений NO_x описывался моделью адсорбции Ленгмюра, моделирование параметров структуры проводилось при помощи классической диодной теории. Наилучшую стабильность и чувствительность показали устройства на основе гомоэпитаксиального слоя 4H-SiC толщиной 10 мкм,

выращенным на поверхности кремниевой пластины. Чувствительность таких устройств определялась по смещению вольт-амперной характеристики, получаемой путем измерения тока при фиксированном прямом смещении 0,5 В, и сложным образом зависела от толщины, структуры пленки платины и поляризационных явлений. Сенсор на основе структуры диода Шоттки Pt/SiC в исследованиях [20] показывает чувствительность к концентрациям газа порядка 5 ppm (NO , NO_2), при рабочей температуре 450°C, при этом время отклика и восстановления не зависело от концентрации газа.

Известен полупроводниковый газовый сенсор [21–23], на основе структуры карбидокремниевый МОП транзистора. Транзистор функционировал в качестве газового сенсора благодаря каталитическому материалу затвора (платина или иридий), используемому в качестве чувствительного элемента сенсора. Молекулы целевого газа адсорбировались на поверхности затвора, а также вступали в окислительно-восстановительные реакции на поверхности металла, в результате чего затвору сообщался заряд, оказывающий воздействие на встроенный канал транзистора. Изменение тока между стоком-истокком транзистора фиксировалось в качестве выходного сигнала сенсора. Сенсоры на основе структуры карбидокремниевый МОП транзистора с платиной или иридием в качестве материала затвора в исследованиях [23] показывают чувствительность к концентрациям газа порядка 30–46 ppm (NO_x) при рабочей температуре 430–860°C.

Исследования [24] показали, что среди сенсоров на основе структуры SiC МОП транзистора, в качестве материала затвора которого используются перовскиты – CaTiO_3 , SrTiO_3 , BaTiO_3 , наиболее перспективными являются использование SrTiO_3 . Сенсоры в исследованиях [24] показывают чувствительность к концентрациям газа порядка 5–100 ppm (NO_x) при рабочих температурах 550–600°C, при этом максимальное время отклика и восстановления сенсора достигало 20 с. и 90 с. соответственно.

VII. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основе представленных исследований можно заключить, что термокаталитический, термокондуктометрический, пламенно-ионизационный и оптический, методы газового детектирования практически не используются для создания сенсоров на оксиды азота, существующие сенсоры имеют узкую экспериментальную применимость.

Использование гибридных полупроводниковых материалов позволяет увеличивать отношение площади поверхности чувствительного слоя к объёму, и не ограничиваться только протекающими на поверхности и в объёме полупроводника молекулярными и электронными взаимодействиями (адсорбция и диффузия адсорбированных молекул и перенос заряда между зёрнами кристаллитов), а также использовать p - n и гетеропереходы, как инструмент влияния на

чувствительность, быстроедействие, восстановление и селективность сенсоров.

Газовые сенсоры на основе диодных и транзисторных структур, чувствительность которых определяется по смещению вольт-амперной характеристики устройства при адсорбции целевого газа на поверхности чувствительного полупроводникового слоя, в сочетании с использованием гибридных полупроводниковых материалов, имеют огромную перспективу для детектирования соединений NO_x. Помимо перечисленных преимуществ гибридных сенсоров, становится возможным использование для получения выходного сигнала сенсора стандартных характеристик полупроводниковых приборов, что существенно расширяет диапазон параметров сенсора.

Необходимо также отметить, что полупроводниковые газовые сенсоры обладают наименьшей стоимостью, что, зачастую, является определяющим фактором при выборе сенсора для решения самых разнообразных задач газового детектирования.

Работа проводилась в интересах проекта РФФИ №17-79-20239, выполняемого в СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Проведённый анализ позволит скорректировать план проведения исследований по развитию сенсоров на оксиды азота, работоспособные без использования нагрева.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Павленко В.А. Автоматические газоанализаторы/ В.А. Павленко. М.:ЦИНТИ Электронпром, 1961. 600 с.

[2] Карпов Е.Ф. Контроль проветривания и дегазации в угольных шахтах: справочное пособие/ Е.Ф. Карпов. М.: Недра, 1994. 336 с.

[3] Конверсия оксидов серы и азота в воздухе под действием микросекундных пучков электронов/ Г.В. Денисов, Д.Л. Кузнецов, Ю.Н. Новоселов, Р.М. Ткаченко //Журнал технической физики. 2002. Т. 72, Вып. № 5. С. 102-107.

[4] Кулагина Л.А., Прусакова И.И., Некоркина Т.А./ Использование пламенно-ионизационного детектора для анализа некоторых неорганических соединений// Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. 2000. Вып. №1. С. 166-171.

[5] Кондрашкова Г.А. Технологические измерения и приборы целлюлозно-бумажной промышленности: учебное пособие для студ. вузов. М.: Лесная промышленность, 1974. 344 с.

[6] Другов Ю.С., Родин А.А. Экологическая аналитическая химия: учебное пособие для вузов. СПб.: Анатолия, 2002. 464 с.

[7] Мошников В.А., Налимова С.С., Селезнев Б.И. ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫЕ СЛОИ НА ОСНОВЕ ФРАКТАЛЬНО-ПЕРКОЛЯЦИОННЫХ СТРУКТУР // Физика и техника полупроводников. 2014. Т. 48. № 11. С. 1535-1539.

[8] Налимова С.С., Мякин С.В., Мошников В.А. УПРАВЛЕНИЕ ФУНКЦИОНАЛЬНЫМ СОСТАВОМ ПОВЕРХНОСТИ И УЛУЧШЕНИЕ ГАЗОЧУВСТВИТЕЛЬНЫХ СВОЙСТВ МЕТАЛЛОКСИДНЫХ СЕНСОРОВ ПОСРЕДСТВОМ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ОБРАБОТКИ // Физика и химия стекла. 2016. Т. 42. № 6. С. 773-780.

[9] INVESTIGATION OF THE VAPOR-SENSITIVE PROPERTIES OF ZINC OXIDE LAYERS BY IMPEDANCE SPECTROSCOPY /S.S. Nalimova, I.E. Kononova, V.A. Moshnikov, D.Ts. Dimitrov, N.V. Kaneva, L.K. Krasteva, S.A. Syuleyman, A.S. Bojinova, K.I. Papazova, A.Ts. Georgieva// Bulgarian Chemical Communications. 2017. 49. № 1. P. 121-126.

Maity A, Majumder S.B. NO₂ sensing and selectivity characteristics of tungsten oxide thin films / A. Maity, S.B. Majumder// Sensors & Actuators B: Chemical. 2015. №206. P. 423-429.

[10] In-situ growth of ZnO nanowires arrays on the sensing electrode via a facile hydrothermal route for high-performance NO₂ sensor/X. Chen, Y. Shen, W. Zhang, J. Zhang, D. Wei, R. Lu, L. Zhu, H. Li, Y. Shen // Appl. Surf. Sci. 2018. №435. P. 1096-1104.

[11] Fabrication and NO₂ gas sensing performance of TeO₂-core /CuO-shell heterostructure nanorod sensors /S. Park, S. Kim¹, G.J. Sun, W. I. Lee, K. Kook Kim, C. Lee//Nanoscale Research Letters. 2014. №9. 638.

[12] High Surface Area 3D MoS₂/Graphene Hybrid Aerogel for Ultrasensitive NO₂ Detection/H. Long, A. Harley-Trochimczyk, T. Pham, A. Zettl, Z. Tang, T. Shi, C. Carraro, M. A. Worsley, R. Maboudian//LLNL-JRNL. 2016. 702422.

[13] Synthesis of zinc oxide semiconductor-graphene nanocomposites by microwave irradiation for application to gas sensors /H.W. Kim, Y.J. Kwon, A. Mirzaei, S.Y. Kang, M.S. Choi, J.H. Bang, S.S. Kim// Sensors & Actuators B: Chemical. 2017. №249. P. 590-601.

[14] Sharma A., Tomar M. Gupta V. Enhanced response characteristics of SnO₂ thin film-based NO₂ gas sensor integrated with nanoscaled metal oxide clusters// Sensors & Actuators B: Chemical. 2013. №181. P. 735-742.

[15] Facile preparation of SnO₂/NiO composites and enhancement of sensing performance to NO₂/ S. Bai, J. Liu, J. Guo, R. Luo, D. Li, Y. Song, C. C. Liu, A. Chen// Sensors & Actuators B: Chemical. DOI:10.1016/j.snb.2017.03.121.

[16] Role of the heterojunctions in In₂O₃-composite SnO₂ nanorod sensors and their remarkable gas-sensing performance for NO_x at room temperature/ S. Xu, J. Gao, L. Wang, K. Kan, Y. Xie, P. Shen, L. Li, K. Shi// Nanoscale. 2015. №7(35). P. 14643-14651.

[17] CNT-ZnO nanocomposite thin films: O₂ and NO₂ sensing/ R. Vyas, S. Sharma, P. Gupta, A.K. Prasad, A.K. Tyagi, K. Sachdev, S.K. Sharma// Adv. Mater. Res. 2012. №585. P.235-239.

[18] Synthesis, characterization and gas sensing properties of ZnO-decorated MWCNTs /Y.J. Kwon, A. Mirzaei, S.Y. Kang, M.S. Choi, J.H. Bang, S.S. Kim, H.W. Kim//Appl. Surf. Sci. 2017. №413. P. 242-252.

[19] High-temperature thin-catalytic gate devices for combustion emissions control/ A. K. Shabbir, A. V. Elder, Y. Hasegawa, T. Katsube// Brazilian Journal of Physics. 2004. №34. P. 577-580.

[20] Majdeddin A. Wide band gap materials and devices for NO_x, H₂ and O₂ gas sensing applications. Doctoral dissertation. Ilmenau University of Technology, Ilmenau, Germany, 2008.

[21] Chemical Sensor Systems for Emission control from Combustions/ A. Lloyd Spetz, J. Huotari, C. Bur, R. Bjorklund, J. Lappalainen, A. Schuetze, M. Andersson// Sensors & Actuators B: Chemical. 2013. №187. P. 184-190.

[22] Characterization of ash particles with a micro heater and gas sensitive SiC field effect transistors /C. Bur, M. Bastuck, A. Schuetze, J. Juuti, A. Lloyd Spetz, M. Andersson// Journal of Sensors and Sensor Systems, JSSS. 2014. №3. P. 305-313.

[23] NO_x sensing with SiC Field Effect Transistors / P. Möller¹, M. Andersson, A. Lloyd Spetz, Jarkko Puustinen, Jyrki Lappalainen, J. Eriksson// Silicon Carbide and Related Materials. 2015. №858. P. 993-996.

Влияние криогенного плазмо-химического травления на образование радиационных дефектов в кремнии

А. А. Максимова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
deer.blackgreen@yandex.ru

Abstract. The effect of cryogenic plasma-chemical etching on the radiation defects emerging in the silicon wafer was investigated. The structures are diodes with Shottki barrier, before formation of which, the surface was subjected to cryogenic dry etching. The I-V and C-V characteristics of structures were investigated. Also structures were studied with DLTS method. It has been revealed, that the recombination increases in the near-surface region, which leads to a significant decrease of effective minority carrier's lifetime.

Keywords: silicon; solar cells; cryogenic dry etching; I-V characteristics; minority carriers lifetime

I. ВВЕДЕНИЕ

Достигнутый КПД СЭ на основе кремния с гетеропереходом c-Si/a-Si:H составляет 26.6% и не повышался с 2016 года. Для дальнейшего повышения эффективности СЭ требуются новые подходы. Один из таких подходов заключается в том, чтобы поверх кремниевого элемента сформировать еще один переход, более эффективно преобразующий коротковолновую часть спектра солнечного излучения. Для его формирования может использоваться аморфный гидрогенизированный кремний имеющий большую ширину запрещенной зоны. Однако из-за высокой дефектности данного материала нельзя без роста потерь увеличивать толщину активной области для обеспечения, требуемого для согласования с нижним переходом, значения тока. В связи с этим был предложен новый подход, подразумевающий использование вертикально ориентированных кремниевых наноструктур для дальнейшего осаждения перехода из аморфного гидрогенизированного кремния [1]. Таким образом, увеличивается длина прохождения оптического излучения в a-Si:H при сохранении его толщины. Для формирования вертикально ориентированных кремниевых наноструктур с требуемым высоким аспектным соотношением возможно использовать метод низкотемпературного плазмохимического травления. Однако плазма является источником

высокоэнергетических частиц и жесткого ультрафиолетового излучения, которые потенциально могут привести к возникновению дефектов на поверхности кремниевой подложки.

II. ЭКСПЕРИМЕНТ

Образцы изготавливались на основе кремниевой пластины n-Si(100) фирмы TopSil двусторонней полировки. Пластины обрабатывались методом Шираки, затем на одну сторону был осажден слой аморфного гидрогенизированного кремния (n-a-Si:H) методом плазмохимического осаждения. Затем обработали подложку в плавиковой кислоте (HF). На слой аморфного кремния осадил диоксид кремния SiO₂ для его защиты от последующего травления. Далее подложка была разделена на две части, одна из которых подверглась низкотемпературному (крио) травлению в SF₆/O₂ в соотношении 5:1 при давлении плазмы в 5 мТор в течение двух минут. Затем обе пластины снова были обработаны в плавиковой кислоте. После чего на лицевую сторону либо осаждается слой пассивирующий слой a-Si:H для измерения эффективного времени жизни, либо наносятся золотые контакты, формирующие барьер Шоттки, а на обратную сторону сначала наносится слой Ag/Au для проведения электрических измерений. На рис. 1 представлено схематическое изображение структуры с барьером Шоттки.

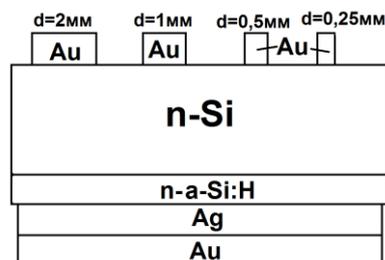


Рис. 1. Схематическое изображение структуры

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Измерения времени жизни на симметричных структурах a-Si:H/c-Si/a-Si:H, проведенные с помощью кинетики спада фотолюминесценции, показали, что в случае криогенного сухого травления происходит уменьшение эффективного времени жизни неосновных носителей заряда с 300 мкс на образцах без травления до 50 мкс после травления [2]. Таким образом, очевидно, что процесс плазмохимического травления даже при криогенных температурах приводит к существенному росту рекомбинационных потерь, связанных с образованием радиационных дефектов [3]. Для детального анализа использовались электрические измерения на структурах с барьером Шоттки.

Измерение вольт-амперных характеристик проводилось на массиве контактов с числом около 35–50, поскольку для статистической достоверности эксперимента требуется большая выборка. Из общего анализа ВАХ было обнаружено разброс по форме кривых исследуемых структур в пределах одного образца, что проявляется в различных величинах токов при одинаковом напряжении смещения. Этот эффект может быть обусловлен неполным удалением оксидного слоя, препятствующего формированию омического контакта с тыльной стороны. Отжиг структур при температуре 170°C способствует гарантированному формированию омического контакта с тыльной стороны и существенному снижению разброса значений токов на ВАХ. Из общего анализа графиков видно, что после низкотемпературного плазмохимического травления прямые ветви ВАХ практически не различаются в пределах одного образца. Для обратных токов разброс значений также стал меньше. Отжиг этих образцов практически не привел к изменению формы ВАХ, которые демонстрируют выпрямляющие свойства и подтверждают наличие барьера Шоттки [4].

Вольт-фарадные характеристики также свидетельствуют о формировании барьера Шоттки на поверхности кремния. Линейная форма зависимости $1/C^2$ от напряжения смещения, представленная на рис. 2, говорит о доминирующем влиянии только одного барьера и постоянном распределении донорной примеси в приповерхностной области кремния с концентрацией n-Si $1.5 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$, значение которой хорошо соответствует удельному сопротивлению используемых кремниевых пластин (1–5 Ом·см). Полученные данные свидетельствуют о возможности проведения достоверных исследований дефектных уровней в кремнии с помощью методов емкостной спектроскопии, в частности, нестационарной спектроскопии глубоких уровней (НСГУ).

Сигнал на спектрах НСГУ при отрицательном или нулевом заполняющем импульсе не превосходит уровень шума, и не позволяет выявить какие либо отклики дефектных уровней (рис. 3). Однако при приложении положительного заполняющего импульсу (+2В) на спектрах, представленных на рис. 4, при температуре 240–300 К наблюдается отклик с дефектного уровня. Данный факт свидетельствует о том, что детектируемый уровень

находится в приповерхностной области кремния [5]. К сожалению, соотношение сигнал/шум не позволяет определить параметры выявленного уровня. Однако близость пиков с различным темпом эмиссии свидетельствует о достаточно большой энергии активации, т.е. данный уровень является глубоким и, следовательно, может быть эффективным центром безызлучательной рекомбинации.

Таким образом, проведенные исследования показали, что процесс плазмохимического травления способствует формированию радиационных дефектов в приповерхностной области кремния, которые приводят к существенному снижению эффективного времени жизни неосновных носителей заряда.

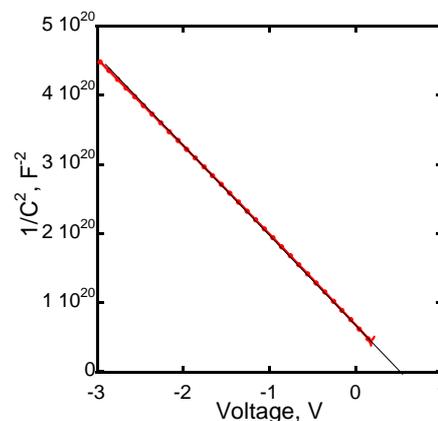


Рис. 2. Зависимость $1/C^2$ от напряжения смещения

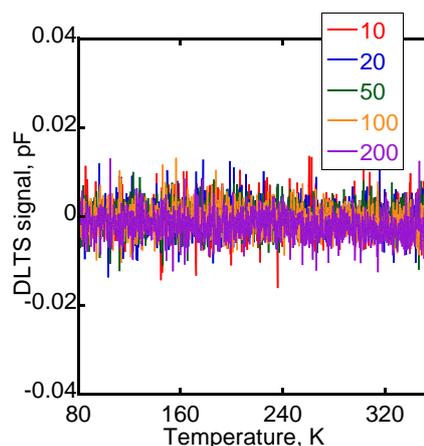


Рис. 3. Спектры НСГУ при нулевом заполняющем импульсе (цифрами обозначен темп эмиссии в с^{-1}).

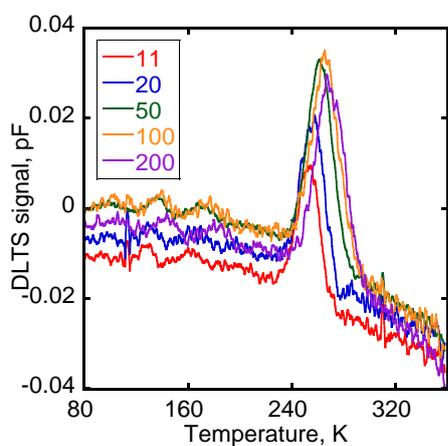


Рис. 4. Спектры НСГУ при положительном (+2 В) заполняющем импульсе (цифрами обозначен темп эмиссии в c^{-1}).

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Выражаю глубокую благодарность коллегам из Академического университета Гудовских А.С., Кудряшову Д.А. и Баранову А.И. за помощь в проведении исследования.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] A.S. Gudovskikh, I.A. Morozov, D.A. Kudryashov, E.V. Nikitina, V. Sivakov, *Materials Today: Proceedings* 4 (7), 6797-6803 (2017)
- [2] D. Kudryashov, I. Morozov, A. Gudovskikh, A. Uvarov, K. Kotlyar, A. Lihachev, A. Nashchekin, S. Pavlov. Influence of cryogenic dry etching on minority carriers lifetime in vertically aligned silicon nanostructures // *AIP Conference Proceedings* 2064, 030007 (2019); <https://doi.org/10.1063/1.5087669> Cohen J. D., Lang D. V. Calculation of the dynamic response of Schottky barriers with a continuous distribution of gap states // *Phys. Rev. B.* 1982. Vol. 25. P. 5321–5350.
- [3] W Shockley and W T Read, «Statistics of the Recombinations of Holes and Electrons» // *Phys. Rev.*, vol. 87, no. 5, pp. 835-842, 1952.
- [4] Sze S M 1969 *Physics of Semiconductor Devices* (New York: Wiley–Interscience)
- [5] Cohen J.D., Lang D.V. Calculation of the dynamic response of Schottky barriers with a continuous distribution of gap states // *Phys. Rev. B.* 1982. Vol. 25. P. 5321–5350

Синтез слоев оксида цинка, легированного алюминием, для гибридных пьезоэлектрических наногенераторов

А. И. Далматова¹, А. А. Семенова²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹alexavenz20@gmail.com, ²anastassiyana@mail.ru

Abstract. Liquid-phase ion deposition method SILAR was chosen to create layers of zinc oxide doped with aluminum. The obtained layers of doped zinc oxide were simultaneously the seed structures for the synthesis of a porous matrix with a high surface area, which consists mainly of faceted zinc oxide nanocrystals. This matrix can be used as a perspective material for creating the photovoltaic part of a nanogenerator. To create this type of hybrid systems, only low-alloyed zinc oxide layers are suitable, because a high level of impurity concentration does not allow for the stable creation of a porous matrix.

Keywords: zinc oxide; piezoelectric nanogeneration; SILAR

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время проблема разработки новых источников возобновляемой энергии крайне актуальна. Основными преимуществами источников возобновляемой энергии являются долговечность, небольшие размеры, конкурентоспособные цены, легкость обслуживания и экологичность, однако их реализация достаточно сложна.

Гибридный наногенератор, состоящий из солнечного элемента (СЭ) и пьезоэлектрической составляющей, позволяет преобразовывать солнечный свет и механическую энергию в импульсы электрического тока.

1D-наноструктуры хорошо зарекомендовали себя при создании активной части пьезоэлектрических наногенераторов (ПЭНГ) [1, 2]. Стоит отметить, что максимальный пьезоотклик достигается при создании активной части, состоящей из наностержней, ориентированных перпендикулярно подложке.

Одна из целей при создании активной части – увеличение площади гетероперехода, что достигается путем увеличения концентрации основных носителей заряда оксида цинка (ZnO) при помощи легирования алюминием [3, 4].

II. ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЕВ ZnO(:Al) МЕТОДОМ ЖИДКОФАЗНОГО ИОННОГО НАСЛАИВАНИЯ (SILAR)

Жидкофазное ионное наслаивание (SILAR) – доступный метод, позволяющий осаждать тонкие пленки

на поверхности, обладающие различной морфологией. В основе данного метода лежит последовательное чередование анионного и катионного наслаивания [5].

Для нанесения зародышевых слоев ZnO методом SILAR был приготовлен 0.1 М раствор хлорида цинка (ZnCl₂). Добавление 10% раствора NH₄OH позволяло увеличить щелочность среды для образования цинк-амминных комплексов.

В качестве материала для гибких подложек был использован полиэтилентерефталат с нанесенным слоем оксида индия-олова (PET с ITO) и кварц для жестких.

Для легирования был приготовлен раствор с добавлением хлорида алюминия (AlCl₃ · 6H₂O). Разложение цинк-аминных комплексов производилось в водной среде при повышенных (T = 98°C) температурах для образования твердой фазы оксида цинка.

Каждая стадия наслаивания и промывки занимала 5 секунд. Далее образцы подвергались отжигу при T = 450°C для кварца и T = 110°C для PET с ITO. Общее количество нанесенных слоев варьировалось от 5 до 30.

Полученные пленки были исследованы на атомно-силовом микроскопе (АСМ). На рис. 1 представлено АСМ-изображение пленок, полученных на гибких подложках (PET с ITO).

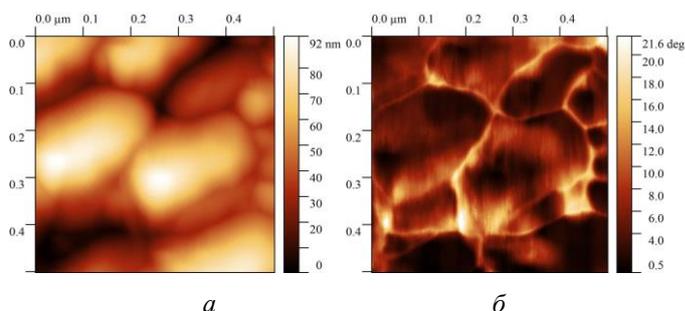


Рис. 1. АСМ пленки ZnO (1 цикл наслаивания): а - топография, б – фазовый контраст

Данное исследование показало, что средний размер кристаллитов при одном цикле наслаивания составляет около 250 нм (рис. 1, а). Также можно отметить из рисунка 3, б, что вклад в фазовый контраст вносит проводящий слой оксида индия-олова, что может привести к закорачиванию структуры при малой толщине зародышевого слоя.

Были получены спектры пропускания слоев оксида цинка, легированного алюминием, на кварцевых подложках (рис. 2).

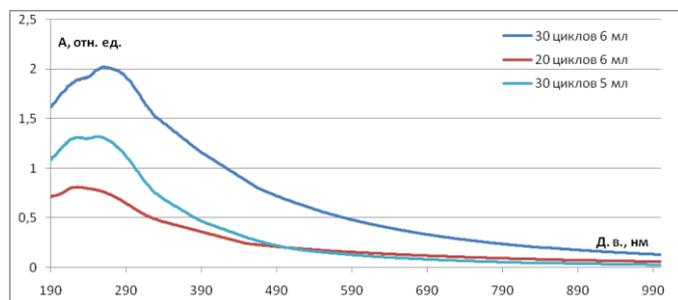


Рис. 2. Спектры пропускания слоев ZnO:Al

Пик, соответствующий длине волны 260 нм, обусловлен фотоионизацией донорных примесных уровней в оксидном полупроводнике, а собственное поглощение начинается в области 230 нм и увеличивается с толщиной затравочного слоя. Также из рисунка видно, что с увеличением концентрации аммиака возрастает интенсивность пика поглощения, обусловленного легированием алюминием.

III. ФОРМИРОВАНИЕ НАНОСТЕРЖНЕЙ ZnO МЕТОДОМ ХИМИЧЕСКОГО ОСАЖДЕНИЯ ИЗ РАСТВОРА

На полученных зародышевых слоях были выращены наноструктуры оксида цинка методом мягкого гидротермального синтеза ($T = 85^\circ\text{C}$ и $P = 1$ атм). Для формирования наноструктур был использован 25 мМ раствор нитрата цинка ($\text{Zn}(\text{NO}_3)_2 \cdot 6\text{H}_2\text{O}$) с добавлением гексаметилентетрамина (НМТА), что позволяет проводить синтез при относительно низких температурах.

Синтезированные структуры были исследованы на растровом электронном микроскопе (РЭМ). Полученные изображения представлены на рис. 3.

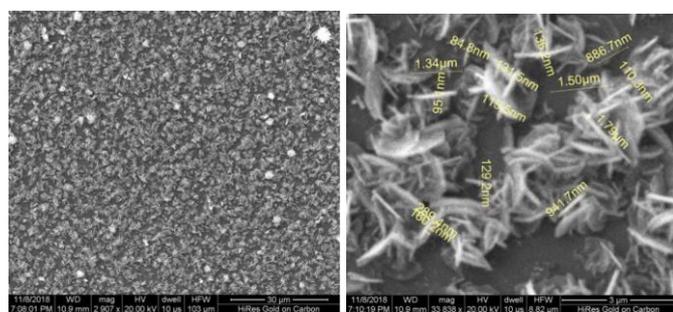


Рис. 3. РЭМ-изображение наностержней ZnO:Al на кварце, 30 слоев, нанесенных методом SILAR с добавлением аммиака

Как видно из рисунка, структуры со средней толщиной 80 нм, полученные методом химического осаждения из раствора, достаточно равномерно распределены по поверхности подложки, имеют гексагональную огранку, однако разупорядочены.

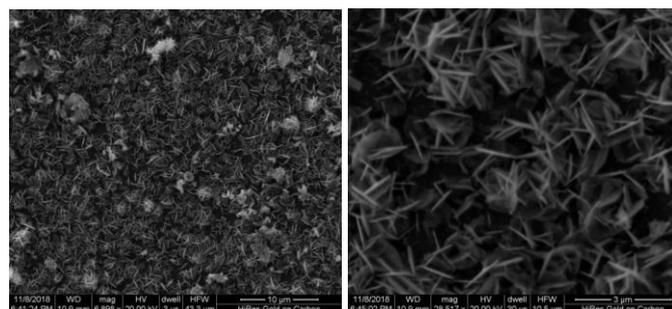


Рис. 4. РЭМ-изображение наностержней ZnO:Al на PET с ITO, 30 слоев, нанесенных методом SILAR с добавлением аммиака

Можно отметить, что осаждение слоев ZnO:Al на проводящем слое оксида индия-олова приводит к улучшению адгезии затравочных кристаллитов и, как следствие, к большей плотности и равномерности распределения наноструктур по поверхности подложки.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе данной работы был проведен синтез слоев оксида цинка, легированного алюминием. В качестве метода нанесения зародышевых слоев был выбран SILAR. Из анализа полученных пленок можно сделать вывод, что легирование приводит к формированию затравочных зерен гексагональной структуры, а также к появлению дополнительных пиков поглощения фотоизлучения в области 260 нм.

На полученных затравочных слоях методом химического осаждения из раствора были сформированы гексагональные наноструктуры оксида цинка. По результатам анализа можно сказать, что полученные разупорядоченные структуры могут быть использованы для формирования фотовольтаической части гибридного наногенератора.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Formation of an active part of inertial mass based piezoelectric nanogenerator, Semenova A.A., Lashkova N.A., Maximov A.I., Moshnikov V.A. // Journal of Physics: Conference Series, 2018, T. 1038, C. 012044
- [2] Formation of one-dimensional ZnO structures on flexible substrates, Semenova A.A., Lashkova N.A., Maximov A.I., Moshnikov V.A., Journal of Physics: Conference Series, 2017, T. 816, № 1, C. 012031
- [3] Study of the extrinsic properties of ZnO:Al grown by SILAR technique, Offiah S. U., Agbo1 S. N., Sutta P. and other // Journal Solid State Electrochem, 2017, C. 8
- [4] Structural, optical and nonlinear optical studies of AZO thin film prepared by SILAR method for electro-optic applications Joseph Edison D., Nirmala W., Deva Arun Kumar K. and other // Physica B: Physics of Condensed Matter, 2017, 523, 31-38
- [5] Формирование пьезоэлектрических наностержней оксида цинка на зародышевых слоях, полученных методом SILAR, Семенова А.А., Лашкова Н.А., Максимов А.И., Мошников В.А. //Вестник Новгородского государственного университета им. Ярослава Мудрого, 2017, № 5 (103), С. 119-123

Секция 10. «Радиоэлектроника в медицине и биологии»

Оценка спада сатурации крови кислородом на основе анализа сигнала спирограммы

В. С. Белов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
vsbelov@stud.eltech.ru

Abstract. Obstructive sleep apnea is a common disease associated with respiratory processes during sleep due to the narrowing of the upper respiratory airways, which leads to a decrease in the amount of oxygen in arterial blood flow – SpO₂ – to human internal organs. Low blood saturation values can lead to serious consequences in the patient's health, and it can be monitored, for example, using pulseoximetry sensors. In this article a comparative analysis of various regression approaches – Support Vector Regression (SVR), Gradient Boosting, Lasso Regression, Ridge Regression and Sequential Neural Network - was carried out in order to discover an opportunity for predicting SpO₂ level decreasing basing on the features of a spirogram for 4 different patients separately. The best results of R2 determination score were shown by models based on SVR and Neural Network: 0.6878 and 0.6697. The best correlation coefficient between the ground truth blood saturation decreasing and the predicted values was 0.9012 for the Support Vector Regressor model.

Keywords: *spirogram; blood saturation; prediction; regression; oxygen.*

I. АКТУАЛЬНОСТЬ

Измерение и наблюдение уровня сатурации крови кислородом (SpO₂) широко используется в медицинской практике, поскольку снижение уровня ниже критических значений может привести не только к необратимым метаболическим последствиям, но и к множественным сердечно-сосудистым заболеваниям [1–9] и нейрокогнитивным расстройствам [10]. Во время сна мышечный тонус снижается, а у пациентов с апноэ также

снижается на вдохе сопротивление отрицательному давлению в дыхательных путях мышц, отвечающих за расширение дыхательных путей [11]. Это приводит к их сужению [12] и, следовательно, к снижению доли оксигемоглобина в крови. При этом активизируется симпатическая нервная система, а сон пациента становится прерывистым. Поскольку метод спирографии позволяет регистрировать внешнее дыхание [13], сигнал спирограммы, регистрируемый во время сна, будет содержать области обструкции дыхательных путей из-за приступов апноэ. Пример участков сигнала с нормальной активностью и сериями приступов апноэ показан на рис. 1.

Целью данной статьи является сравнение точности различных моделей для предсказания снижения уровня насыщения крови кислородом в течение одного эпизода обструкции по параметрам участка сигнала спирограммы, предшествующему текущему эпизоду.

II. МЕТОДЫ

В исследовании были использованы 8 пар синхронизированных записей спирограммы с частотой дискретизации 250 Гц и сигналов мгновенных значений SpO₂ для 4 различных пациентов, страдающих тяжелой формой обструктивного апноэ. Для каждого сегмента обструкции точки начала и окончания были размечены сертифицированным специалистом из Санкт-Петербургского института кардиологической техники «ИНКАРТ». Мгновенные значения сатурации для каждого момента времени рассчитывались во время сна пациента синхронно с регистрацией спирограммы.

А. Параметризация сигналов

Первым этапом анализа сигналов является обнаружение точек локальных максимумов каждого цикла прерывистой дыхательной активности во время серии приступов апноэ на спирограмме. Это было реализовано использованием функции скользящего окна:

$$x_{\max} = \max(x_{i-k} \dots x_{i+k}),$$

где x_i - значение сигнала длительностью L на i -м отсчете для $i = 1 \dots L$, k - ширина оконной функции.

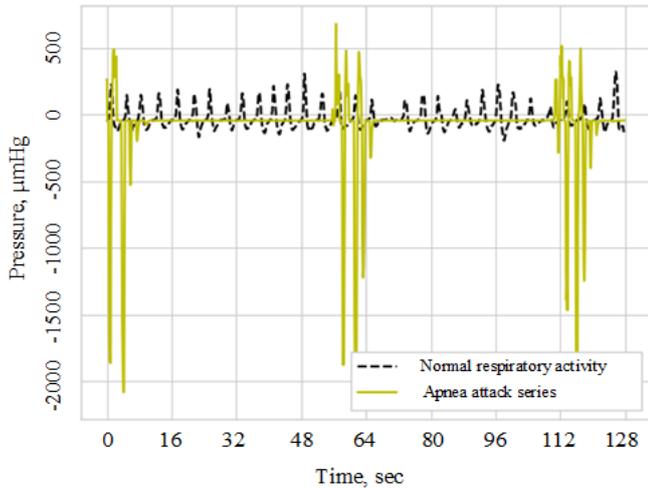


Рис. 1. Нормальная респираторная активность во сне (пунктиром) по сравнению с приступами апноэ.

На втором этапе был осуществлен анализ мгновенных значений SpO2 таким образом, что локальные экстремумы сигнала обнаруживались также с помощью скользящей оконной функции для каждого приступа апноэ.

Используемая оконная функция:

$$N_n = \begin{cases} x_{\max}, & x_{\max} = \max(x_{i-k} \dots x_{i+k}) \\ x_{\min}, & x_{\min} = \min(x_{i-k} \dots x_{i+k}) \end{cases} \quad (1)$$

где N_n - обнаруженный локальный экстремум, i - отсчет сигнала, k - ширина окна.

Таким образом, каждый уровень снижения сатурации кислорода измерялся как разность амплитуд между соответствующими экстремумами, найденными по (1). Измеренные значения составляли целевой вектор, который использовался для обучения и тестирования моделей на этапе моделирования. Признаки, извлеченные из сигнала спирограммы и используемые в качестве входных данных для моделей, перечислены ниже:

- Длительность обструкции.
- Амплитуда пика абсолютного значения сигнала спирограммы перед участком обструкции.
- Соотношение признака 1 к признаку 2.

- Временной интервал между пиком абсолютного значения спирограммы и начальной точкой обструкции.
- Временной интервал между пиком абсолютного значения спирограммы и точкой окончания обструкции.

В. Моделирование

Для прогнозирования снижения уровня насыщения крови на основе признаков сигнала спирограммы использовались следующие модели: регрессия лассо (Lasso) [14], волновая регрессия (Ridge) [14], регрессия опорных векторов с ядром, чтобы избежать линейности [15] (SVR), регрессия на основе градиентного бустинга (G. Boost) [16] и двуслойная нейронная сеть. Для моделей нейронных сетей был проведен отдельный сравнительный анализ различных архитектур.

Средняя абсолютная ошибка предсказания (MAE) была принята за метрику качества для тренируемых моделей и для сравнения результатов их прогнозирования:

$$MAE(y, \hat{y}) = \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} |y_i - \hat{y}_i| \quad (2)$$

где y - истинные значения спада сатурации, \hat{y} - предсказанные значения, n - число объектов в выборке.

Модели регрессии были обучены для каждого пациента отдельно. Для валидации была выбрана схема со случайным перемешиванием данных (k-fold shuffle split), так как данная стратегия позволяет уменьшить влияние переобучения [17]. Для каждой модели были выбраны такие гиперпараметры, при которых она показывала наименьшее значение (2) на валидационном множестве признаков. Из-за малого объема данных, и чтобы предотвратить переобучение, модель для каждого пациента с уже определенным набором гиперпараметров обучалась заново на той же выборке.

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

В табл. I приведены результаты (2) между предсказанными значениями и истинными значениями спада сатурации на тестовом наборе данных для каждой модели (кроме моделей нейронных сетей). В Таблице II представлены оценки коэффициента детерминации R2 и значения корреляции для моделей с наилучшими значениями MAE, выбранными из табл. I для каждого пациента. Значения MAE, R2 и коэффициентов корреляции между предсказанными и истинными значениями тестовых наборов данных для каждой нейронной сети представлены в табл. III.

На рис. 2–5 изображены распределения предсказанных значений по отношению к истинным значениям спадов сатурации для каждого пациента. Объекты оранжевого цвета соответствуют моделям из табл. I с наименьшим результатом (2), а синие - аналогичные для нейронных сетей.

ТАБЛИЦА I РЕЗУЛЬТАТЫ УСРЕДНЕННОЙ АБСОЛЮТНОЙ ОШИБКИ ПРЕДСКАЗАНИЯ ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ МОДЕЛЕЙ И ПАЦИЕНТОВ

Номер пациента	Название модели			
	<i>Lasso</i>	<i>Ridge</i>	<i>G. Boost</i>	<i>SVR</i>
1	4.8391	4.4752	4.1395	4.1169
2	3.2440	2.8017	3.5729	2.6197
3	3.8645	3.5227	4.7334	3.5454
4	3.5338	3.5737	3.2382	3.2754

ТАБЛИЦА II ЗНАЧЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТОВ ДЕТЕРМИНАЦИИ R2 И КОЭФФИЦИЕНТОВ КОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ ОТОБРАННЫХ МОДЕЛЕЙ

Номер Пациента	Название модели	R2	Коэффициент корреляции
1	SVR	0.2378	0.5068
2	SVR	0.6878	0.9012
3	Ridge	0.0747	0.3419
4	G. Boost	0.2340	0.5258

ТАБЛИЦА III РЕЗУЛЬТАТЫ ОБУЧЕНИЯ МОДЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ДВУХСЛОЙНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Название метрики	Номер пациента			
	1	2	3	4
MAE, %	4.5089	2.8409	4.4389	3.3258
Коэфф-нт корреляции	0.4605	0.8269	0.5377	0.3604
R2	0.1896	0.6697	0.1380	0.1242

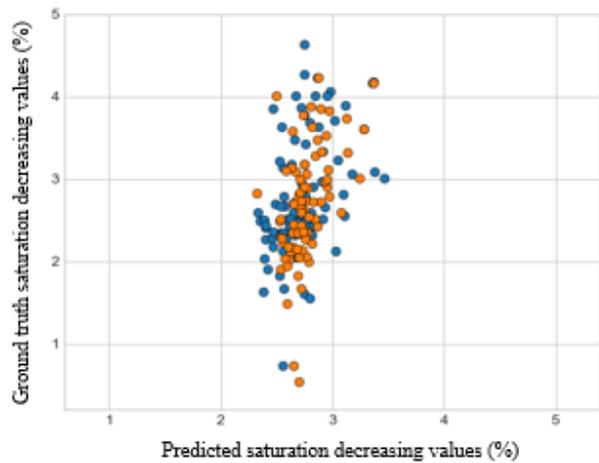


Рис. 2. Распределения для пациента № 1. Синие объекты соответствуют предсказаниям моделей на основе нейронных сетей, оранжевые – SVR

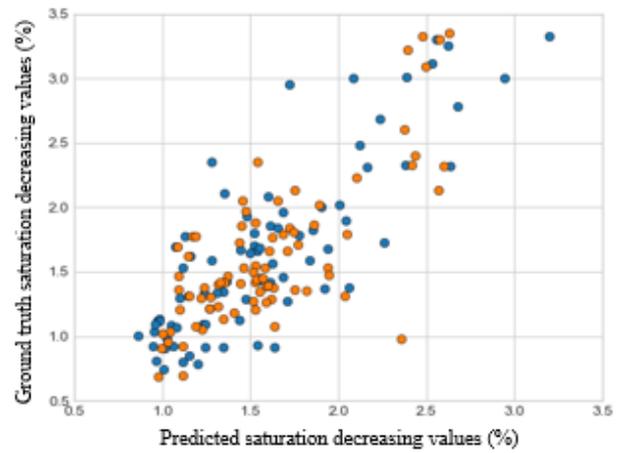


Рис. 3. Распределения для пациента № 2. Синие объекты соответствуют предсказаниям моделей на основе нейронных сетей, оранжевые – SVR

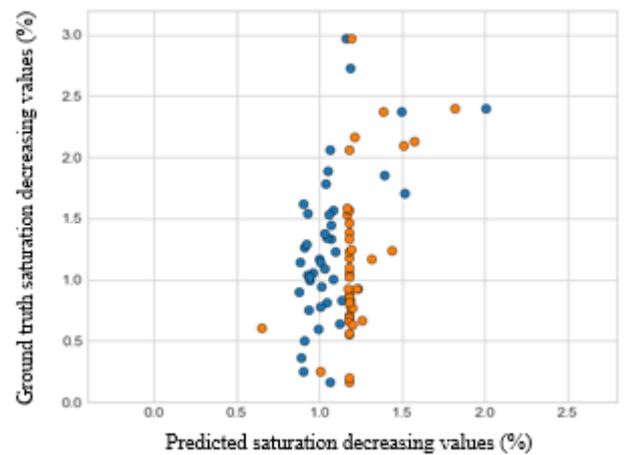


Рис. 4. Распределения для пациента № 3. Синие объекты соответствуют предсказаниям моделей на основе нейронных сетей, оранжевые – Ridge

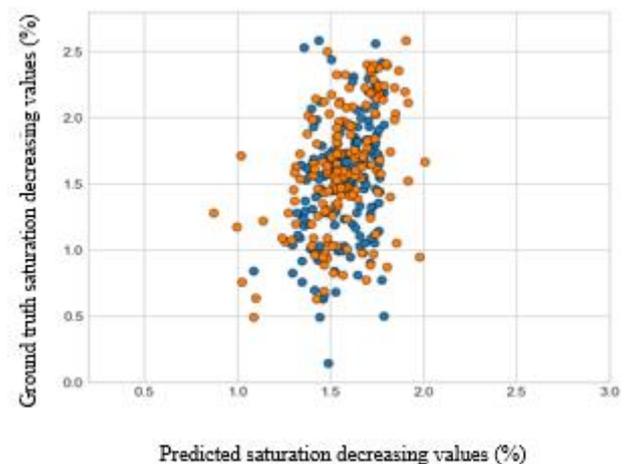


Рис. 5. Распределения для пациента № 4. Синие объекты соответствуют предсказаниям моделей на основе нейронных сетей, оранжевые – G. Boost

Можно заметить, что модели из табл. I в среднем показали лучшие результаты, чем нейронные сети. Однако для пациента № 3 нейронная сеть имела более высокие значения корреляции и коэффициента детерминации R². Это можно объяснить тем, что целевая переменная зависит от набора выбранных признаков спирограммы нелинейно, хотя Ridge регрессор и показал самые низкие значения MAE среди других моделей для этого пациента. Это предположение подтверждается самым низким значением коэффициента детерминации R² (0,0747) для данного регрессора. Важно добавить, что положительные результаты оценок R² для каждой модели без исключения показывают, что их способность к аппроксимации данных лучше, чем у константной модели.

Различия между результатами метрик для моделей пациентов и распределениями их предсказаний относительно целевых переменных, показанными на рис. 2–5, могут быть объяснены неточным извлечением признаков из сигнала спирограммы, малым объемом использованных данных или же различиями между физиологическими состояниями пациентов, которые, в свою очередь, влияли на внешний вид сигналов и не учитывались в данной работе, кроме того факта, что все отобранные пациенты страдали от тяжелой формы обструктивного апноэ сна. Тем не менее дальнейшие исследования, учитывающие все обозначенные факторы, могут выявить причины обнаруженных различий.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Для пациентов, страдающих апноэ, автоматическая оценка и анализ уровня SpO₂ во время сна важен для предотвращения негативных сердечно-сосудистых и нейрокогнитивных последствий данного заболевания, а также для оценки индекса апноэ-гиппноэ. В настоящем исследовании был реализован метод прогнозирования снижения уровня SpO₂ на основе признаков сигнала спирограммы. Сравнительный анализ регрессионных моделей показал, что нелинейные модели имели более высокие коэффициенты детерминации R², коэффициенты корреляции и более низкие MAE в среднем, что указывает на нелинейную зависимость между выбранными характеристиками сигнала спирограммы и снижением SpO₂. Расширение пространства признаков сигнала спирограммы и использование данных большего объема в дальнейшем может привести к созданию более стабильных моделей. Различия моделей, созданных индивидуально для каждого пациента, страдающего от тяжелого апноэ во сне, могут представлять дополнительную диагностическую информацию. Предложенные модели также позволяют предсказывать снижение сатурации на участках, в которых сигнал неразличим из-за шума или отсутствует. Это повысит чувствительность автоматических алгоритмов для выявления эпизодов нарушений дыхания с гипоксемией.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Мы благодарны Санкт-Петербургскому институту кардиологической техники «ИНКАРТ» за предоставленные данные и всестороннюю поддержку.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Peppard PE, Young T, Palta M, Skatrud J. Prospective study of the association between sleep-disordered. *N Engl J Med* 2000;342(19):1378e84.
- [2] Moore T, Franklin KA, Holmstrom K, Rabben T, Wiklund U. Sleep-disordered breathing and coronary artery disease: long-term prognosis. *Am J Respir Crit Care Med* 2001 Nov 15;164(10):1910-3.
- [3] Sorajja D, Gami AS, Sommers VK, Behrenbeck TR, Garcia-Touchard A, Lopez-Jimenez F. Independent association between obstructive sleep apnea and subclinical coronary artery disease. *Chest* 2008;133(4):927-33.
- [4] Gilat H, Vinker S, Buda I, Soudry E, Shani M, Bachar G. Obstructive sleep apnea and cardiovascular comorbidities a large epidemiologic study. *Medicine (Baltimore)* 2014;93(9):1-5.
- [5] Otto ME, Belohlavek M, Romero-Corral A, Gami AS, Gilman G, Svatikova A, Amin RS, Lopez-Jimenez F, Khandheria BK, Somers VK. Comparison of cardiac structural and functional changes in obese otherwise healthy adults with versus without obstructive sleep apnea. *Am J Cardiol* 2007 May 1;99(9):1298-302.
- [6] Wang H, Parker JD, Newton GE, Floras JS, Mak S, Chiu KL, Ruttanaumpawan P, Tomlinson G, Bradley TD. Influence of obstructive sleep apnea on mortality in patients with heart failure. *J Am Coll Cardiol* 2007;49(15): 1625-31.
- [7] Arzt M, Young T, Finn L, Skatrud JB, Bradley TD. Association of sleep-disordered breathing and the occurrence of stroke. *Am J Respir Crit Care Med* 2005;172(11):1447-51.
- [8] Dzewas R, Humpert M, Hopmann B, Kloska SP, Lüdemann P, Ritter M, Dittrich R, Ringelstein EB, Young P, Nabavi DG. Increased prevalence of sleep apnea in patients with recurring ischemic stroke compared with first stroke victims. *J Neurol* 2005;252(11):1394-8
- [9] Selim BJ, Koo BB, Qin L, Jeon S, Won C, Redeker NS, Lampert RJ, Concato JP, Bravata DM, Ferguson J, Strohl K, Bennett A, Zinchuk A, Yaggi HK. The association between nocturnal cardiac arrhythmias and sleep-disordered breathing: the DREAM study. *J Clin Sleep Med* 2016;12(6):829-37.
- [10] J. Hilbert, H.K. Yaggi, Patient-centered care in obstructive sleep apnea: a vision for the future, *Sleep Medicine Reviews* (February) (2017), <http://dx.doi.org/10.1016/j.smrv.2017.02.004>, pii:S1087-0792(17)30044-8 (Epub ahead of print).
- [11] Kamasová, M., Václavík, J., Kociánová, E., & Táborský, M. (2018). Obstructive sleep apnea in outpatient care – What to do with? *Cor et Vasa*, 60(3), e274–e280. doi:10.1016/j.crvasa.2017.09.004.
- [12] N.J. Douglas, A.S. Fausi, E.B. Braunwald, D.L. Kasper, S.L. Hauser, D.L. Longo, J.L. Jameson, J. Loscalzo, Harrison's Principles of Internal Medicine, McGraw-Hill, New York, 2008, pp. 1665–1667.
- [13] Feher, J. (2017). Lung Volumes and Airway Resistance. *Quantitative Human Physiology*, 633–641. doi:10.1016/b978-0-12-800883-6.00061-6.
- [14] Kim, S.-J., Koh, K., Lustig, M., Boyd, S., & Gorinevsky, D. (2007). An Interior-Point Method for Large-Scale -Regularized Least Squares. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 1(4), 606–617. doi:10.1109/jstsp.2007.910971.
- [15] Yizeng Liang, Qing-Song Xu, Hong-Dong Li, Dong-Sheng Cao, Support vector machines for classification and regression. (2011). *Support Vector Machines and Their Application in Chemistry and Biotechnology*, 15–48. doi:10.1201/b10911-3.
- [16] Zemel, Richard S. and Toniann Pitassi. "A Gradient-Based Boosting Algorithm for Regression Problems." *NIPS* (2000).
- [17] Kohavi R. A study of cross-validation and bootstrap for accuracy estimation and model selection // *Ijcai*. 1995. T. 14. №. 2. C. 1137-1145.

Аппаратно-программный комплекс поверки технических средств реализации электрокардиографических исследований

К. Н. Болсунов¹, М. Рагеб Ага²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹knbolsunov@etu.ru, ²aga.mod@hotmail.co.uk

Abstract. The importance of developing an integrated system for a heart alarm helps in the diagnosis of disease states and periodically calibrates the device using microprocessors. Currently, algorithms are used to calculate the parameters of ECG signals, through these parameters, cardiac signals are diagnosed.

Keywords: *electrocardiograph; calibration; troubleshooting; setting up medical equipment; microprocessor device*

Метод электрокардиографии имеет чрезвычайно важное значение в клинической кардиологии, так как это исследование, основанное на регистрации и анализе электрической активности миокарда, распространяющейся по сердцу в течение сердечного цикла, позволяет распознавать нарушения возбуждения сердца, являющиеся причиной или следствием его поражения [1]. Для регистрации и измерения физиологических параметров служат датчики, содержащие чувствительные элементы, преобразующие биологический сигнал исследуемого процесса в электрический. Первичная обработка электрических сигналов датчиков (усиление, фильтрация, аналоговое преобразование), измерение амплитудно-временных характеристик сигналов, позволяют получить показатели, имеющие большую диагностическую ценность.

Точность регистрации и последующей обработки получаемых сигналов, а значит и выносимого диагностического заключения о состоянии сердечно-сосудистой системы, зависит, в том числе, и от метрологических характеристик используемых инструментальных средств. Любое изделие медицинской техники подвергается в процессе производства и эксплуатации воздействию различных внешних факторов, а также внутренних необратимых процессов, связанных со старением и износом изделий, что способствует изменению его свойств. Оперативное выявление и по возможности устранение изменений параметров технического состояния электрокардиографов является актуальной проблемой современного медицинского приборостроения.

Для первичной и периодической поверки, а также тонкой настройки электрокардиографов целесообразно использовать специализированные аппаратно-программные средства, которые позволяют не только формировать прецизионные калибровочные сигналы, подаваемые на вход одно- и многоканальных электрокардиографов, но и, по возможности, автоматизировать весь процесс выявления отклонений параметров устройства от эталонных значений с их последующей коррекцией.

Целью проводимой разработки является проектирование и техническая реализация автоматизированной системы исследования метрологических характеристик и выявления ошибок функционирования современных инструментальных средств реализации электрокардиографических исследований.

Для достижения поставленной цели требуется решение следующих задач:

1. Разработка математического описания ЭКГ-сигнала, регистрируемого с биологического объекта в ходе осуществления диагностической процедуры, в норме и при возникновении характерных патологических изменений функционирования сердечно-сосудистой системы. Программная реализация результатов математического моделирования медико-биологического процесса должна обеспечивать формирование сигнала с возможностью динамического изменения его временных, амплитудных и частотных параметров в реальном масштабе времени.

2. Реализация на базе микропроцессорного устройства генератора ЭКГ-сигнала, обладающего устойчивостью заданных математической моделью параметров. Исходный прототип устройства предполагается (для простоты разработки) первоначально реализовать на базе платы Arduino-Uno (ее аналоге), управляемой из-под операционной системы Windows. Гибкость изменения параметров сигнала в реальном масштабе времени и удобство пользовательского интерфейса управления планируется обеспечивать за счет разработки

программного обеспечения на языке высокого уровня (C++), осуществляющего оперативное управление загруженного в микроконтроллер программного обеспечения, создаваемого в свою очередь в среде Arduino IDE. После проведения полноценного исследования прототипа на базе Arduino совместимой платы предполагается оформить данный блок разрабатываемой автоматизированной системы в виде отдельного полностью независимого конструктивного элемента, осуществляющего обмен информацией с ПК по Usb интерфейсу.

3. Разработка алгоритмов регистрации и обработки, полученной в ходе проведения измерительных экспериментов информации, позволяющей судить о корректности функционирования электрокардиографического устройства или наличии значимых отклонений регистрируемых сигналов от их эталонных значений.

4. Создание модуля автоматизированной (в идеале автоматической) подстройки параметров электрических цепей электрокардиографа, в целях устранения выявленных неисправностей.

Программный модуль имитации результатов электрокардиографических исследований, позволяет в реальном масштабе времени формировать отсчеты сигнала, отражающего динамику изменения электрической активности миокарда. В дальнейшем сформированные данные используются в качестве эталонных для проведения сравнительного анализа с сигналами, вернувшись по обратной связи от реальной электрокардиографической системы. За счет используемой математической модели удается воспроизвести изучаемую медико-биологическую характеристику в норме, при наличии наиболее распространенных патологических явлений, а также под воздействием различных артефактов, влияющих на отображение сигнала (смещение изолинии, наложение дыхательной волны, влияние внешних источников переменного тока и т.п.). Сформированные в имитаторе пакеты данных передаются на блок-преобразователь, основной задачей которого является воспроизведение математически рассчитанных зависимостей на уровне электрических сигналов. Амплитудные и временные характеристики, генерируемых таким образом сигналов, обладают всеми свойствами электрокардиограмм, снимаемых с реальных биологических объектов.

Обмен данными между портом ввода-вывода персональной ЭВМ и приемопередатчиком блока-преобразователя, целесообразно осуществлять с помощью последовательного интерфейса, обеспечивающего обмен данными между устройствами на скоростях достаточных для технических средств медицинского назначения, в частности электрокардиографов. В настоящий момент времени наиболее популярными последовательными интерфейсами, которыми оснащаются практически все современные ПК, являются COM-порт и USB-порты различных модификаций. Следует, однако, отметить, что USB – это не столько последовательный интерфейс для

обмена данными, сколько шина для подключения устройств различного типа в режиме Plug&Play []. С его помощью можно, в частности, эмулировать передачу данных в режиме универсального асинхронного приемопередатчика (UART), для чего потребуются специальные драйверы и переходные устройства. COM-порт передает данные, основываясь на стандарте последовательного интерфейса RS-232, который кроме протокола передачи, стандартизирует также и электрические параметры. UART есть составная часть данного порта, то устройство, которое передает и принимает данные, и к которому адресуются пользовательские программы. Максимальная скорость COM достигает 115 Кбит/с, а USB 3.2 – до 20 Гбит/с. Практически все современные ПК обязательно комплектуются набором USB-портов, а аппаратные COM-порты присутствуют уже не на всех машинах. Следует, однако, отметить, что написание драйвера для USB-устройства является достаточно сложной и трудоемкой задачей, а такие высокие скорости обмена данными являются в нашем случае избыточными. Для обеспечения надежной связи между блоком-преобразователем и ПК достаточно скорости в 9600 бод.

Наиболее грамотным техническим решением с нашей точки зрения в данном случае является подключение к ПК блока-преобразователя через USB-интерфейс, путем эмуляции на компьютере виртуального COM-порта с переводом его в режим работы по USB. Данный подход позволяет с одной стороны обеспечить простоту управления подключаемым периферийным устройством, а с другой стороны - универсальность и надежность его подключения. Кроме того, подобная организация информационного взаимодействия блоков разрабатываемой автоматизированной системы, значительно упрощает принимаемые схемотехнические решения на начальных этапах разработки и отладки блока-преобразователя, за счет возможности использования Arduino-совместимых плат, применяющих именно такое взаимодействие с персональной ЭВМ.

Программа эмуляции электрокардиографического сигнала с заданными параметрами и сопутствующими искажающими воздействиями может быть реализована на ПК (под управлением операционной системы Windows) с последующей передачей в микропроцессорную систему для дальнейшего цифроаналогового преобразования, а может быть сгенерирована непосредственно под управлением микропроцессора блока-преобразователя. В последнем случае в микропроцессор изначально должны быть переданы характерные значения формируемого сигнала (например, амплитуда зубцов, вариабельность RR-интервалов, наличие или отсутствие искажений, связанных с дыхательной деятельностью и, в случае наличия, их параметры и т.д.), а по мере его просчета готовые значения передаются не только на ЦАП для генерации в виде аналогового сигнала, но и в память ПЭВМ для параллельного отображения и сравнения с сигналами, поступающими с уже с электрокардиографа. Формирование отсчетов генерируемого сигнала не с помощью используемого в блоке-преобразователе

микропроцессора, а в рамках прикладного программного обеспечения, функционирующего под операционной средой Windows видится более предпочтительным с точки зрения возможности придания системе большей гибкости после переноса данного блока автоматизированной системы на постоянную схемотехническую базу и окончательной прошивки микропроцессора. Возможно разделение программного кода генерации эталонных сигналов на две части. Непосредственно в блоке-преобразователе могут обсчитываться сигналы самой электрокардиограммы (нормальной или патологически измененной), а внесение разнообразия в окончательно формируемые зависимости (например, путем введения дрейфа изолинии), можно обеспечить за счет Windows-приложения.

Просчитанный и сгенерированный электрический сигнал с динамически управляемыми характеристиками с блока-преобразователя поступает на вход (входы) электрокардиографа, проходит все предусмотренные поверяемым техническим устройством этапы обработки и преобразования, и через обратную связь подается через

второй (не задействованный для связи с блоком-преобразователем) компьютерный порт-вывода на программный блок регистрации ЭКС. Оба сигнала – эталонный (изначально сгенерированный) и обработанный электрокардиографом – визуализируются для проведения субъективной оценки качества функционирования поверяемого устройства и поступают в программный блок сравнения для получения количественной оценки и формирования окончательного заключения о техническом состоянии устройства.

Разрабатываемая автоматизированная система предназначена для проверки и настройки медицинских устройств диагностики состояния целостного организма, основной принцип действия которых базируется на реализации электрокардиографических исследований.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Кавасма Р.А., Кузнецов А.А., Сушкова Л.Т. Автоматизированный анализ и обработка электрокардиографических сигналов. Методы и система. М.: Сайнс-пресс, 2006. 144 с.

Автоматизация диагностики и лечения хронических заболеваний в условиях неопределенности

Е. В. Садыкова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
elensadykova@yandex.ru

Abstract. The aim of the study is to consider the process of managing a system with a complex structure and components of this structure. To do this, it is necessary to determine the ratio of the ranks of each optimal strategy for managing the components of the structure in a complex decision-making system for the diagnosis and treatment of chronic diseases, provided continuous monitoring of the patient. Decision-making is defined as the transformation of indicators (symptoms, syndromes, analytical and physiological) about the patient's condition into quantitative components of management information.

Optimal strategies are obtained as a result of evaluation of diagnosis and treatment of patients with chronic diseases under uncertainty.

Keywords: system; decision making; chronic diseases; uncertainty conditions

I. АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ

Положительная оценка функционального состояния и качество жизни пациентов с хроническими заболеваниями (ХЗ) в значительной степени определяются качеством диагностики и лечения этих пациентов, что позволяет снизить постоянно растущие экономические потери общества [1, 2, 3, 4, 5]. Борьба с ХЗ является национальной проблемой здравоохранения. Достижения медицины, которые продлевают людям жизнь, контролируя, хотя и не излечивая полностью их заболевания, привели к увеличению числа лиц, живущих с хроническими болезнями[1].

Традиционная помощь хроническим больным заключается в лечении острых состояний и обострений заболеваний. Неоспоримый прогресс информационных технологий и растущая потребность лечения хронических состояний требует сегодня иного подхода. Между врачом и пациентом складываются новые отношения. В последние годы при ведении хронических больных появилось понятие «patient-centred healthcare». Благодаря веб-технологиям появляется возможность для пациента участвовать в принятии диагностических и лечебных решений.

Настоящее научное исследование направлено на создание технологий оказания медико-социальной помощи населению Российской Федерации при ХЗ при постоянном наблюдении за пациентом.

Существуют такие диагностические и лечебные решения, которые не содержат неопределенности. Однако, как правило, реальные диагнозы ХЗ содержат в том или ином виде неопределенность. Диагностические и лечебные процессы являются процессами с учетом разного вида неопределенностей – общий случай, а принятие решений без неопределенностей – частная задача. Из-за концептуальных и методических трудностей в настоящее время не существует единого методологического подхода к решению диагностических и лечебных задач. Тем не менее, накоплено достаточно большое количество методов формализации постановки и поддержки принятия решений врачом диагноза заболевания и выбора его лечения с учетом неопределенностей. При использовании этих методов следует иметь в виду, что все они носят рекомендательный характер, и выбор окончательного решения всегда остается или за врачом, или за пациентом.

A. Цель работы

Разработка технологии оценки и системы дифференциальной диагностики и лечения ХЗ при условии постоянного наблюдения за пациентами для повышения уровня качества жизни населения.

B. Задачи исследования

Анализ данной предметной области позволил определить комплекс задач, решение которых необходимо для достижения цели исследования:

- обоснование основных принципов и концепции оценки дифференциальной диагностики и лечения ХЗ при условии постоянного наблюдения за пациентами и унификации методики расчета новых диагностически значимых показателей с использованием индивидуального подхода к пациенту за счет веб-технологий;

- разработка модели унифицированной оценки дифференциальной диагностики и лечения ХЗ для синтеза диагностически значимых показателей;
- разработка технологии оценки дифференциальной диагностики и лечения ХЗ при условии постоянного наблюдения за пациентами;
- разработка критериев оценки дифференциальной диагностики и лечения ХЗ.

Исходя из сути теории управления на основе системного анализа необходимо построить модель объекта управления, на основе которой производится синтез алгоритма управления для достижения целей управления.

Для принятия диагностических и лечебных решений необходимо рассматривать совокупность информационных ситуаций, определяющих состояния пациентов в зависимости от специфики группы заболеваний. Для этого необходимо производить оценку критериями принятия решений, причем для каждой информационной ситуации критерии выбираются отдельно.

Примем следующую классификацию ХЗ:

- первая группа – ХЗ с ярко выраженными клиническими симптомами (часто встречаемыми);
- вторая группа – ХЗ с симптомами, подвергающимися сомнению (не часто встречаемыми);
- третья группа – Орфанные ХЗ.

Согласно выбранной классификации для первой группы ХЗ рассмотрим две статические модели.

II. СТАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ

A. Первая модельная ситуация

Модель принятия решений в условиях неопределенности представляет собой тройку $\{D; Z; F\}$, где $D = \{d_1, \dots, d_m\}$ – принимаемый врачом дифференциальный диагноз из множества альтернатив; $Z = \{z_1, \dots, z_n\}$ – множество состояний пациента с ХЗ; $F = \{f_{jk}\}$ – функционал оценки принятия диагностических решений. Функционал отвечает за «выигрыш» или «проигрыш» врача при выборе им диагноза $d_m \in D$, если пациент находится в состоянии $z_m \in Z$.

B. Вторая модельная ситуация

Модель принятия решений в условиях неопределенности представляет собой тройку $\{B; Z; Y\}$, где $B = \{b_1, \dots, b_m\}$ – принимаемый врачом способ лечебных мероприятий из множества альтернатив; $Z = \{z_1, \dots, z_n\}$ – множество состояний пациента в норме; $Y = \{y_{jk}\}$ – функционал оценки принятия лечебных решений. Функционал отвечает за «выигрыш» или «проигрыш» врача при выборе им лечебных мероприятий $b_m \in B$, если пациент находится в состоянии $z_m \in Z$.

Далее на рис. 1 представлен алгоритм принятия решений врачом в условиях неопределенности для первой группы ХЗ заболеваний.

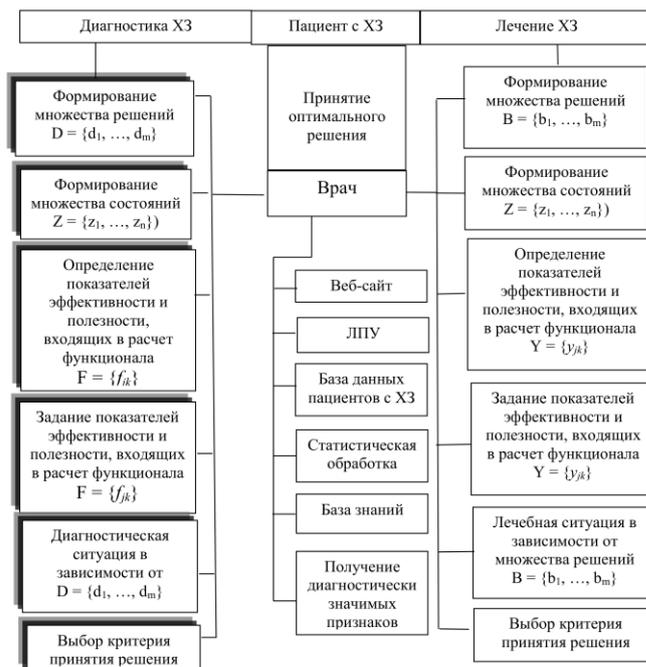


Рис. 1. Алгоритм принятия решений врача в условиях неопределенности

Принять решение возможно по показателям эффективности, входящих в $F = \{f_{jk}\}$ и $Y = \{y_{jk}\}$. Далее получаем оптимальные решения: $d_{\text{опт}} \in D$ и $b_{\text{опт}} \in B$ по заданным критериям.

В результате имеем две формы выражения оценочных функционалов, определяющие эффективность лечения ХЗ и риск развития ХЗ.

При положительном решении функционал достигает максимального значения, при отрицательном – минимального значения.

III. ВЫВОДЫ

В данной работе представлен алгоритм принятия диагностических и лечебных решений только для ХЗ с ярко выраженными клиническими симптомами.

Так как хроническое заболевание несет угрозу жизни пациента, а его длительность вызывает необходимость применения специальных усилий для предотвращения ранней смертности или облегчения состояния и повышения качества жизни больных, то и далее следует проводить научные исследования в данной области.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Мишина О.С. Организация медицинской помощи хроническим больным на протяжении всей жизни / Методические рекомендации. М.: РИО ЦНИИОИЗ МЗ РФ, 2016 г. 40 с
- [2] World Health organization [Online]. 2014 [cited 2014 May 01]; Available from http://www.euro.who.int/document/rc58/rc58_rdoc11.pdf

[3] Бойцова С.А., Чучалина А.Г., др. Диспансерное наблюдение больных хроническими неинфекционными заболеваниями и пациентов с высоким риском их развития. Москва: ФГБУ «Государственный научно-исследовательский центр профилактической медицины»; 2014. 109 с.

[4] Нолте Е., Мартин М. Оказание помощи при хронических состояниях. Взгляд с позиции системы здравоохранения. ВОЗ; 2011. 237 с.

[5] Дебби С. Как в программах по ведению хронических болезней можно задействовать широкий спектр условий оказания помощи и поставщиков услуг? Краткий аналитический обзор. ВОЗ; 2008. 34 с.

Носимое устройство для выявления эпизодов эпилептических приступов в режиме реального времени

Э. А. Даминова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)

l1ed@mail.ru

Abstract. The article presents the concept of developing a wearable system to detect episodes of epileptic seizures in real time. The urgency of identifying episodes of epileptic seizures in the conditions of active life is substantiated. A complex for the formation of diagnostic indicators for remote detection of epileptic seizure episodes is proposed. The concept of the wearable device structure for remote monitoring and detection of epileptic seizure episodes is reflected.

Keywords: remote monitoring; system; diagnostics; epileptic attack; biomedical signal; complex of diagnostically significant indicators

I. ВВЕДЕНИЕ

Эпилепсия – наиболее часто встречающееся неврологическое, хроническое заболевание, которое влияет на образ, качество, полноценность жизни, а также на способность к полноценной работе человека

По статистике только в Российской Федерации этому заболеванию подвержены порядка 500 тыс. человек. Учитывая увеличение населения во всем мире, данное заболевание, к сожалению, будет прогрессировать, вовлекая большее число пациентов.

Сегодня рынок медицинской техники не может предложить такого устройства, которое могло бы на основе комплекса диагностически значимых показателей человека заблаговременно определять наступление приступов эпилепсии.

Актуальным и практически значимым является разработка такого устройства, которое могло бы удаленно, в режиме реального времени проводить мониторинг состояния человека на основе комплекса диагностически значимых показателей.

Для обеспечения эффективности лечения пациентов с диагнозом эпилепсия, необходимо знать динамику заболевания, а именно: частоту приступов, их вид в соответствии с международной классификацией приступов, частоту приступов и т.д. Огромное значение при этом может представлять статистика эпилептических приступов у каждого отдельно взятого пациента. Статистические данные каждого отдельного пациента должны быть использованы для создания полной картины заболевания.

Поэтому необходима разработка системы удаленного мониторинга и выявления эпизодов эпилептических приступов и является актуальной проблемой и имеет практическую значимость как для медицинского приборостроения, так и для системы здравоохранения в целом. Во-первых, такая носимая система обладает значимостью с точки зрения оказания своевременной экстренной медицинской помощи. Во-вторых, с точки зрения формирования персональной статистики каждого пациента о случившихся эпизодах эпилептического шока. И, наконец, в-третьих, система позволит информировать врача в том числе о местоположении пациента, что также может сыграть важную роль для направления помощи к пациенту, находящегося не в условиях стационара.

Целью работы является разработка носимой системы удаленного мониторинга и выявления эпизодов эпилептических приступов в режиме реального времени с возможностью формирования характеристик, в т. ч. статистики выявленных приступов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи. Во-первых, сформировать комплекс диагностически значимых показателей для косвенной оценки эпилептических приступов. Комплекс показателей

для этой задачи состоит из следующих показателей: частота сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, частота дыхательных движений, сатурация крови, определение положения тела человека в пространстве, показатели активности мышечной системы. Во-вторых, разработка носимой системы, обеспечивающей съем и регистрацию биомедицинских сигналов, их обработку и, как результат, – контроль состояния пациента посредством выявления эпизодов эпилептических приступов в режиме реального времени.

II. ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

В настоящее время диагностирование эпизодов эпилептических приступов повсеместно осуществляется в стационарных условиях лечебных учреждений посредством анализа электроэнцефалограмм. Также начинает приобретать широкую известность методика видео-ЭЭГ мониторинга, во время которой с пациента снимают не только электроэнцефалограмму, но производят видеосъемку состояния тела пациента. Таким образом, удается проводить глубокий анализ эпизодов эпилептических приступов, поскольку получают данные не только о мозговой активности пациента, но и о сопутствующих клинических проявлениях: мышечной активности (судороги, однообразные моторные движения и т.д.), движении глаз, издаваемых пациентом звуках и т.д. Но данный вид диагностики имеет не пригоден для непрерывного мониторинга эпизодов эпилептических приступов в условиях активной жизнедеятельности человека. Поэтому появляется необходимость разработки метода и системы, с помощью которых стало бы возможным проводить непрерывный мониторинг эпизодов эпилептических приступов в условиях активной жизнедеятельности человека.

Результаты медицинских наблюдений и исследований показывают, что процесс эпизодов эпилептических приступов характеризуется разнообразными клиническими качественными признаками, которые, в свою очередь, можно оценить в количественном виде. Так, известно, что во время эпизодов эпилептических приступов могут изменяться разнообразные параметры не только головного мозга, но и всего тела человека. К таким параметрам, в частности, можно отнести частоту сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, частоту дыхания и т.д. (табл.1).

Современное состояние развития биотехнических систем позволяет проводить регистрацию этих косвенных показателей в условиях активной жизнедеятельности пациента. Примером могут служить как холтеровское мониторирование, так и мониторирование с помощью «умных» часов. Но поскольку количество интересующих нас показателей относительно велико, необходимо разработать носимую многоканальную систему регистрации комплекса биомедицинских сигналов.

Значимость показателей и мощность признаков для каждого пациента сугубо индивидуальны, однако можно говорить об имеющихся у них общих чертах. При этом для определения значимости показателей может быть

применен такой метод анализа, как метод главных компонент.

Сегодня огромную популярность и повсеместность получил метод анализа, основанный на применении нейронных сетей. Однако, показатели человека находятся в процессе постоянного динамического изменения и зависят от множества факторов: от тяжести протекания заболевания, от появления ухудшений или улучшений в процессе терапевтического вмешательства. Принимая во внимание вышесказанное, метод, основанный на применении нейронных сетей не может быть применен к такой изменяющейся системе. Наиболее предпочтительным является применение интегральной оценки показателей, основанной на учете диагностически значимых показателей с определенными весовыми коэффициентами, которые будут индивидуально адаптированы под каждого пациента.

Применение такого метода анализа данных позволит провести нормировку измеренных величин. Под нормировкой понимается следующее. Каждый показатель, отражающий работу систем и органов, вернее, его значение может варьироваться в определенном для каждого показателя диапазоне. В то же время проявление признака такого диапазона не имеет. Признак может быть выражен явно, может иметься подозрение на его проявление, а также признак может никак не проявиться. Признаки имеют определенные веса, выражаемые через весовые коэффициенты. Оценить эти весовые коэффициенты можно, используя метод главных компонент.

ТАБЛИЦА I Признаки

Системы и органы	Косвенные признаки	
	Название показателя	Обозначение весового коэффициента
Сердечно-сосудистая система	Частота сердечных сокращений	W_f
	Вариабельность сердечного ритма	W_v
	Сатурация	W_o
Дыхательная система	Частота грудного дыхания	W_b
	Частота брюшного дыхания	W_p
	Частота смешанного дыхания	W_m
Мышечная система	Мышечная активность рук	W_{sp}
	Мышечная активность ног	W_{sf}

III. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА

Образ жизни современного человека определяет концепцию системы удаленного мониторинга и выявления эпизодов эпилептических приступов. В основе построения системы используется архитектура многоуровневой системы удаленного мониторинга состояния здоровья. Использование такой архитектуры позволяет распределить задачи съема, регистрации и обработки сигналов с объекта

исследования, оценки диагностически значимых показателей, оценки текущего состояния здоровья объекта исследования, мониторинга и контроля состояния, формирования сигнала тревоги при выявленных эпизодах эпилептических приступов, информационной поддержки и медицинского сопровождения по пространственно распределенным элементам системы, расположенным на уровне пациента, сервера медицинского учреждения и врача, обеспечить автономность работы системы при ограниченных во времени сбоях в работе каналов передачи сигналов [1]. Структура представлена на рис. 1.

Человеческий организм – источник разнообразных биомедицинских полей и биомедицинских сигналов, регистрация которых осуществляется с помощью первичных преобразователей – датчиков. Для данной системы – это датчики ЭКГ-сигналов, ЭМГ-сигналов, а также датчики сатурации и дыхания.

Зарегистрированные биомедицинские сигналы должны пройти предварительную обработку, а именно фильтрацию и усиление, что осуществляется в блоке измерительной части. Микроконтроллер, размещенный на плате, не только управляет дальнейшим процессом оцифровки, но и управляет Блутуз-модулем.

Таким образом, носимое устройство представляет собой компактную систему, с возможностью передачи биомедицинских сигналов.

Оцифрованные биомедицинские сигналы поступают далее на персональный компьютер пациента, например, на смартфон. На смартфоне может быть предусмотрена возможность дополнительной фильтрации биомедицинских сигналов и оценки диагностически значимых показателей (частота сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, сатурация, частота грудного дыхания, частота брюшного дыхания, частота смешанного дыхания, мышечная активность рук, мышечная активность ног).

В результате полученные биомедицинские сигналы образуют многомерное признаковое пространство, поскольку процессы, протекающие в человеческом организме во время эпизодов эпилептических приступов, являются динамическими. Поэтому формируется интегральный показатель, который сравнивается с пороговым показателем. Причем пороговый показатель для каждого пациента индивидуален и нормируется лечащим врачом. При нормировании лечащий врач учитывает анамнез каждого отдельного пациента и наличие либо отсутствие лекарственной терапии у пациента.

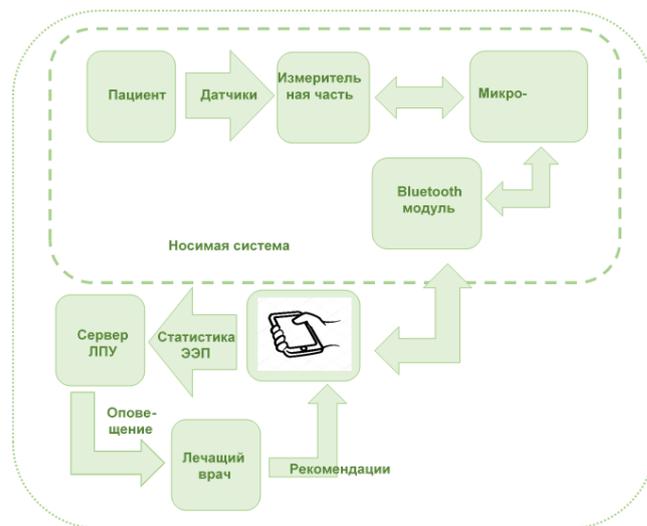


Рис. 1. Структурная схема разрабатываемого устройства

Если во время сравнения интегрального показателя с пороговым показателем первый оказался выше, то можно говорить о выявлении эпизода эпилептического приступа.

Статистика всех выявленных эпизодов эпилептических приступов передается на сервер лечебного учреждения в виде значимых показателей (частота сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, сатурация, частота грудного дыхания, частота брюшного дыхания, частота смешанного дыхания, мышечная активность рук, мышечная активность ног).

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Сформирован комплекс диагностически значимых показателей, оцениваемых на основе биомедицинских сигналов, выявления эпизодов эпилептических приступов в режиме реального времени.

Предложен метод оценки диагностически значимых показателей с использованием метода главных компонент.

Для каждого пациента веса показателей задаются лечащим врачом на этапе настройки системы.

Предложен интегральный показатель, характеризующий состояние здоровья пациента и позволяющий выявлять эпизоды эпилептических приступов.

Предложена структура носимой системы для непрерывного удаленного мониторинга состояния здоровья пациента с эпилепсией, обеспечивающей регистрацию комплекса биомедицинских сигналов ((частота сердечных сокращений, вариабельность сердечного ритма, сатурация, частота грудного дыхания, частота брюшного дыхания, частота смешанного дыхания, мышечная активность рук, мышечная активность ног) и позволяющей оценивать комплекс диагностически значимых показателей, выявлять эпизоды эпилептических приступов в режиме реального времени и условиях активной жизнедеятельности пациента.

Для формирования полной картины о течении заболевания на сервере лечебного учреждения формируется база данных, включающая комплекс диагностически значимых показателей вовремя выявления эпизодов эпилептических приступов. А также с целью формирования на основе этих показателей других - частоты, продолжительности и степени тяжести

выявленных эпизодов эпилептических приступов. Список литературы

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Юлдашев З.М., Пустозеров Е.А., Анисимов А.А. Многоуровневая интел-лектуальная система удаленного мониторинга состояния здоровья людей с хроническими заболеваниями. // Биотехносфера. 2016. вып. 5. С. 2-8.

Автоматизированная система развития физических способностей студентов

К. Н. Болсунов¹, А. Д. Трошева²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹knbolsunov@etu.ru, ²Krampus9000@yandex.ru

Abstract. The questions of creation of the automated system of decision support of the sports trainer directed on increase of efficiency of training process of students at the expense of adaptive management of parameters in a biofeedback chain are considered.

Keywords: *biofeedback; efficiency of training process; education; automated system*

Достижение максимально возможных спортивных результатов и увеличение продолжительности спортивной жизни человека относится к числу наиболее актуальных проблем в любом виде спорта. Эффективное решение этих приоритетных задач предполагает, в первую очередь, использование теоретических основ, научно-обоснованного комплекса мер и мероприятий по изучению и мониторингу состояния здоровья спортсмена до, вовремя и после реализации тренировочного процесса. Особое значение в осуществлении подобных мероприятий по укреплению здоровья отводится динамической оценке и коррекции психофизиологического состояния спортсмена. Как известно, спортивная деятельность человека связана с большой физической нагрузкой, умственным напряжением и длительной концентрацией внимания. Всё это приводит к нарушениям функционального состояния организма, и как следствие к развитию различных заболеваний. Важным инструментом в профилактике патологических изменений функционального состояния спортсмена является его динамическая коррекция. Однако, вопросы методологии, а также инструментальных технологий мониторинга и восстановления функционального состояния организма спортсмена остаются нерешенными.

Данное исследование ведется среди обучающихся СПбГЭТУ «ЛЭТИ», добровольно принимающих участие в эксперименте. Вид спорта в исследовании – спортивная

аэробика. Спортивная аэробика – это вид спорта, в котором спортсмены под соответствующее музыкальное сопровождение выполняют непрерывный и высокоинтенсивный комплекс упражнений, включающий сочетания ациклических движений со сложной координацией, а также различные по сложности элементы разных структурных групп и взаимодействия между партнерами (в программах смешанных пар, троек и групп). Тренировочный процесс должен обеспечивать высокий уровень здоровья занимающихся, овладение ими техникой и тактикой исполнения композиции, воспитание моральных и волевых черт характера, развитие умственных и физических качеств. Под воспитанием понимают создание условий для саморазвития личности в ходе вузовского обучения. Целью работы является разработка новых экспериментальных методов повышения эффективности тренировочного процесса спортсменов за счет адаптивного управления параметрами в цепи биологической обратной связи (БОС). Говоря о практической ценности исследования, в итоге предполагается создание комплекса аппаратно-программных средств, использующий метод БОС, позволяющий повысить эффективность тренировочного процесса спортсменов в выбранном виде спорта. Биологическая обратная связь – способ получения дополнительной информации о функционировании организма и его систем в доступной и наглядной форме. Биологическое управление с биологической обратной связью – осуществление технологии БОС на практике. Согласно мнению многих авторов, спортивная форма – главный постоянно действующий фактор для достижения высоких спортивных результатов, который в свою очередь во многом зависит от умения тренера не только применять инновационные подходы к построению тренировочных занятий, но и регулировать должным образом нагрузки [2]. Для объективной оценки допустимости физических

нагрузок у испытуемых применяют ряд функциональных проб сердечно-сосудистой и дыхательной систем. Данные пробы позволяют определить физическую работоспособность и адаптационные возможности организма. Результаты можно сопоставить со стандартными величинами, соответствующими полу, возрасту, массе тела, росту и т. п. Центральная нервная система (ЦНС) отражает течение всех адаптационных процессов в организме, как к физической, так и к психической нагрузке. Предполагается, что данные по исследуемым параметрам будут включать параметры альфа-активности электроэнцефалограммы (ЭЭГ). Под биологическим управлением будем понимать способность испытуемых менять параметры своей ЭЭГ при наличии информации об их текущих значениях. При разработке данной автоматизированной системы важными по-прежнему остаются параметры точности, устойчивости и надежности регистрации исследуемых показателей, выбор датчиков и способов крепления их на теле испытуемого, полнота передаваемой информации. Так же важной проблемой является необходимость минимизации объема исследуемых показателей для обобщенной оценки функционального состояния (ФС). При этом, в разрабатываемом аппаратно-программном комплексе, необходимо учесть все спортивно-важные параметры, их способы расчета, возможность отслеживания их динамики.

Известно, что существует ряд особенностей в исследовании биообъекта, в частности это связано со спецификой биомедицинских сигналов: большой объем информации, содержащийся, например, в электрофизиологических сигналах, затрудняет возможность установления однозначного соответствия между значениями параметров сигналов и заключением о состоянии испытуемого. Сложность самого технического обеспечения не должна перевешивать основного показателя спортивной формы – спортивные результаты, а для комплексного определения функционального состояния спортсмена необходимо, чтобы набор психофизиологических параметров был прост в оценке и обладал высокой информативностью. Объектом исследования является система поддержки принятия решений при коррекции психофизиологического состояния профессиональных спортсменов [1]. Следует отметить, что желательнее получить от системы при работе с данными не просто оценку соревновательной готовности, но и прогнозирование показателей тренируемости, обеспечивающих наилучшие спортивные результаты в выбранном виде спорта.

Использование БОС придает системе качественно новое свойство – принципиальную возможность произвольного управления развитием стрессовой адаптационной реакции. Разрабатываемая автоматизированная система, основанная на знаниях, имеет в своем составе базу моделей поддержки принятия решений тренера (врача), содержащую алгоритмы прогноза соревновательной готовности спортсменов и алгоритмы оценки моделей на адекватность; базы данных (БД) регистрационных карт спортсменов: личные данные, спортивные достижения, данные медицинских осмотров; БД сеансов БОС; БД индивидуальной физиологической нормы спортсменов. Ядро системы сопряжено программной подсистемой управления с программно-аппаратной частью, состоящей из блока формирования электроэнцефалограммы, блока обработки данных, блока формирования сигнала управления, блока формирования физиологической нормы, блоков кратковременной и долговременной памяти. Такая структура автоматизированной системы позволяет автоматизировать процесс коррекции состояния спортсменов, в соответствии с их физиологической нормой, за счет управления параметрами тестового сигнала в ходе тренинга с БОС.

Ясно, что устойчивость и длительное сохранение достигнутых эффектов – одна из основных целей биологического управления. Следует ожидать массового внедрения БОС-методов в структуру подготовки спортсменов многих видов.

В проводимом исследовании впервые используются новые экспериментальные методы повышения эффективности тренировочного процесса применительно для занимающихся спортивной аэробикой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Система поддержки принятия решений при коррекции психофизиологического состояния профессиональных спортсменов / К.Н. Болсунов, А.Д. Трошева // Тезисы докл. 72-я Всероссийская НТК посвящённая Дню радио. СПб, 20–28 апреля 2017 / СПбГЭТУ «ЛЭТИ» СПб, 2017. С. 474–475.
- [2] Использование показателя уровня постоянного потенциала головного мозга для определения состояния спортивной формы спортсменов / Е.А. Котова, И.С. Баскаков, Е.Е. Биндусов // Сборник материалов Международной научно-практической конференции «Современные средства повышения физической работоспособности спортсменов», Смоленск, 23–24 ноября 2011 / под ред. Г.Н. Греца, Т.М. Брук. СГАФКСТ Смоленск, 2011. С. 23.

Исследование спектральных характеристик поглощения питьевой воды в УФ-области

Г. А. Коноплев, О. С. Степанова¹, О. В. Чернова
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹oksana_lopatenko@mail.ru

Abstract. Transmission spectra of drinking water in 200-350 nm are measured. The spectral absorption characteristics of the samples were studied. The application of the spectrophotometric method for the qualitative assessment of the mineral and organic composition of drinking water has been demonstrated.

Keywords: spectrophotometric method; absorption spectral analysis; drinking water

I. ВВЕДЕНИЕ

Вопросы контроля качества воды в современном мире приобретают все большее значение. Под качеством воды обычно понимают совокупность ее свойств, обусловленных содержанием различных примесей. Качество питьевых и природных вод оценивается комплексом химических, физических и санитарно-бактериологических показателей, определяемых соответствующими анализами [1]. Наряду с традиционными методами количественного анализа состава воды (весовой, объемный, колориметрический и электрометрический) перспективными являются разработки экспресс-контроля содержания определенного класса веществ.

Для аналитических исследований состава примесей воды предлагается использовать спектрофотометрический метод в ультрафиолетовом (УФ) диапазоне, так как, именно в этой области располагается «окно прозрачности» воды, а также находятся электронные полосы поглощения хромофорных групп, связанных со многими составляющими воды. Целью данной работы является изучение спектральных характеристик поглощения питьевой воды в диапазоне длин волн 200...350 нм и оценка возможности применения УФ-спектрофотометрии для качественной оценки минерального и органического состава питьевой воды.

II. ЭКСПЕРИМЕНТ

В ходе выполнения исследований были проанализированы 20 образцов воды различного происхождения: водопроводная вода разных районов г. Санкт-Петербурга; очищенная бытовыми фильтрами водопроводная вода; столовая и минеральная

бутилированная вода; вода из пруда и родников, расположенных на территории Ленинградской области.

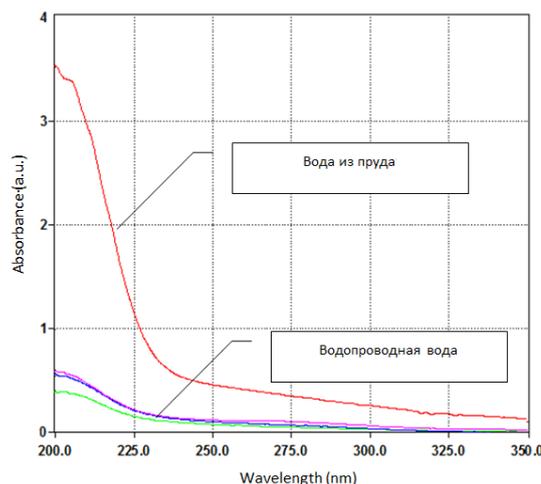


Рис. 1. Вода с высоким содержанием органических примесей

Измерения спектров пропускания проводились на автоматизированном многоканальном спектрофотометре, рабочий спектральный диапазон 190...660 нм. Пробы помещались в кварцевую кювету, толщиной 5 мм. В качестве эталона использовалась дистиллированная вода.

Вид спектральных характеристик водопроводной воды и воды из пруда (рис. 1) указывает на наличие большого количества примесей органического происхождения [2]. В диапазоне 200...300 нм значения поглощения отличны от нуля.

Анализ спектральных характеристик бутилированной воды (рис. 2) известного состава позволяет провести классификацию по обобщенному критерию минерализации. Питьевая вода, полученная путем фильтрации, является слабоминерализованной, уровень оптического поглощения в области 200...210 нм в десять раз меньше, чем для минеральных вод оптимального состава.

Для одного из образцов бутилированной артезианской воды отмечено относительно высокое поглощение в

коротковолновой области (рис. 2). Спектральная кривая поглощения имеет гауссовский вид с максимумом на длине волны 210 нм, что может быть связано с наличием в воде нитратов [2].

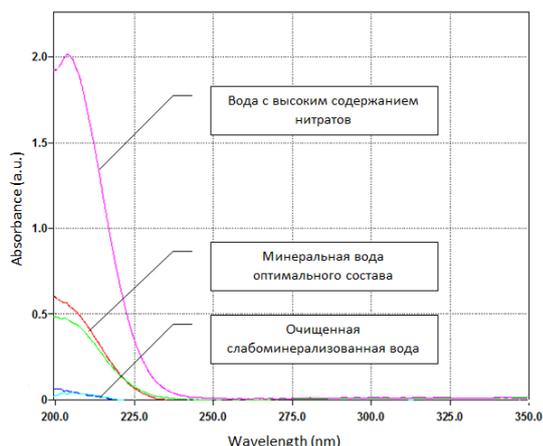


Рис. 2. Бутилированная вода различной минерализации

Следует отметить, что форма спектрального поглощения воды с высоким содержанием хлоридов так же характеризуется значительным оптическим поглощением в области 200...210 нм, однако крутизна спада зависимости более резкая по сравнению со спектрами нитратов, что подтверждают экспериментальные спектральные зависимости бутилированной воды с высоким содержанием хлоридов и раствора морской соли. Наличие условно линейного горизонтального спектрального поглощения в значительной части спектра для одного из образцов минеральной воды соответствует процессу рассеяния, что объясняется сильной газацией образца (рис. 3).

Спектральная характеристика поглощения воды, очевидно, зависит от природы и концентрации присутствующих примесей. Во всех случаях, если УФ-спектр природной воды плавный и близок к нулю, вероятность загрязнения очень мала. Напротив, более или менее изогнутый УФ-спектр всегда связан с присутствием растворенных соединений или взвешенных веществ.

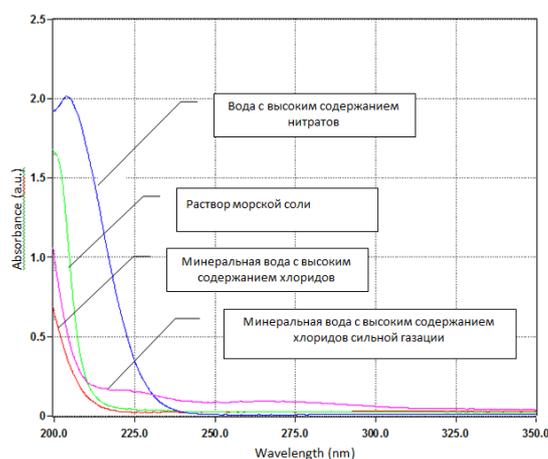


Рис. 3. Вода с высоким уровнем поглощения в области 200...210 нм

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Абсорбционный спектральный анализ питьевой воды позволяет:

- провести классификацию воды по обобщенному критерию минерализации на качественном уровне;
- установить повышенное содержание нитратов по относительному уровню поглощения в области 210...220 нм;
- обнаружить органические примеси по относительному уровню поглощения в области 260...270 нм.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Полученные результаты могут быть использованы при создании оптических сенсоров на базе УФ-светодиодов для экспресс-оценки содержания органических веществ в воде. Указанная методика не требует сложной схемы пробоподготовки и использования реагентов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Государственный контроль качества воды: Справочник технического комитета по стандартизации. М.: Изд-во стандартов, 2001. 688 с.
- [2] UV-Visible spectrophotometry of water and wastewater: Techniques and instrumentation in analytical chemistry – volume 27 /edited by O. Thomas, C. Burgess. The Netherlands: Elsevier, 2007. 360 p.

Сравнительный анализ интерфейсных микросхем для портативных кардиографов

Б. Э. Алексеев¹, А. А. Анисимов², Д. А. Егоров³
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В. И. Ульянова (Ленина)
¹Boris123z@yandex.ru, ²aanisimov@etu.ru, ³staer39@gmail.com

Abstract. In this paper, we are comparing front-end circuits for biomedical measurements from leading manufacturers. We describe two main structures of portable cardiographs, prepare a comparative table of characteristics for chips from Analog Devices, Texas Instruments and Maxim Integrated. All individual features of the chips are listed as well. Finally, we register a test signal and try to improve its quality by means of digital filtration, taking the signal gained from certified Biopack equipment as a reference.

Keywords: analog front-end; electrocardiogram; cardiograph; comparison; digital filtering; specter; signal analysis; signal processing

I. ВВЕДЕНИЕ

Развитие микроэлектроники и распространение портативных устройств привело к увеличению популярности носимых кардиографов. Речь идет как о приборах медицинского применения (например, Холтеровские мониторы и кардиографы карет скорой помощи), так и личных устройствах для мониторинга ЭКГ самим пациентом.

В подобных изделиях портативность должна сочетаться с чертами, присущими медицинскому оборудованию:

- низкое энергопотребление;
- высокая точность;
- высокая надежность;
- малые размеры.

Все вышеперечисленные требования могут быть удовлетворены только при использовании наиболее современной и эффективной элементной базы. Обычно, подобные устройства разрабатываются с использованием дискретных компонентов (рис. 1). Рабочий диапазон типового АЦП достигает 2.5 В, что требует коэффициента усиления примерно равного 500 (считая входной сигнал меньше 5 мВ). Общее усиление распределено между входным инструментальным усилителем (ИУ) и дополнительным. Важно, чтобы постоянная составляющая сигнала, появляющаяся из-за поляризации электродов, не привела к насыщению. Для решения этой проблемы после

ИУ применяется фильтр верхних частот (ФВЧ) с полосой задержки до 0.05 Гц. Как только постоянная составляющая удалена из сигнала, применяется дополнительный усилитель. Стоит отметить, что применяемые усилители должны обладать низким уровнем собственных шумов и низким энергопотреблением. Совокупность этих двух требований значительно увеличивает стоимость применяемых прецизионных операционных усилителей. После достижения необходимого усиления применяется сглаживающий фильтр. Чаще всего используется активный фильтр нижних частот (ФНЧ) четвертого порядка или выше. Наконец, через мультиплексор сигнал поступает на вход АЦП.

Очевидно, что при подобной схеме реализации вся обработка сигнала происходит в аналоговой части, что значительно ограничивает гибкость системы.

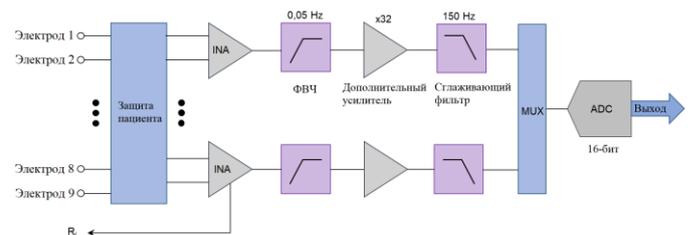


Рис. 1. Структура классического кардиографа

Выгодно перенести обработку сигнала в цифровую область, поскольку она не требует слишком больших мощностей и даёт высокую гибкость работы с сигналом. На рисунке 2 представлена структурная схема такой же интерфейсной микросхемы для регистрации ЭКГ, но с применением сигма-дельта АЦП. Долгое время частота дискретизации сигма-дельта АЦП была ограничена несколькими килогерцами, но последние технологические достижения позволили достичь частот в сотни килогерц, при этом не отказываясь от превосходных прочих характеристик.

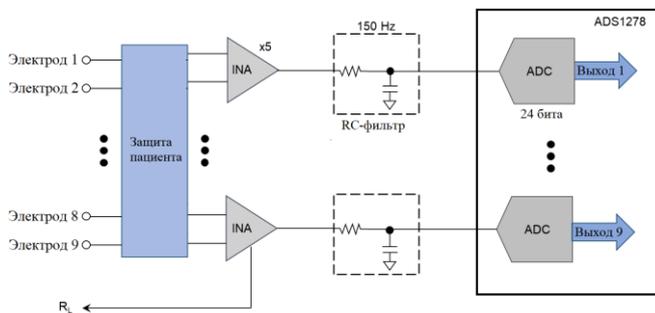


Рис. 2. Структура кардиографа на базе сигма-дельта АЦП

На рис. 2 представлена структура микросхемы ADS1258. В сравнении с рис. 1 заметно значительное уменьшение аппаратных блоков, что уменьшает как стоимость, так и энергопотребление изделия. В дополнение к большому разрешению, сигма-дельта АЦП значительно менее требовательны к сглаживающей фильтрации, что позволяет вместо активного фильтра использовать простую RC-цепочку. ФВЧ не требуется, поскольку низкие собственные шумы АЦП позволяют работать с намного меньшим коэффициентом усиления.

В данной статье предлагается сравнение интерфейсных микросхем от ведущих производителей и делаются выводы о плюсах и минусах их использования.

II. ОСОБЕННОСТИ МИКРОСХЕМ

Проведенный анализ рынка показал, что все ведущие производители имеют в своем ассортименте интерфейсные решения для регистрации биологических потенциалов. Некоторые особенности свойственны всем микросхемам:

- электростатическая защита;
- определение отсоединения электродов;
- тестовое напряжение для автокалибровки;
- высокое входное сопротивление;
- низкие шумы, высокая линейность;
- высокий коэффициент подавления синфазной помехи (КПСП);
- программируемое усиление ИУ;
- АЦП высокого разрешения;
- низкое энергопотребление.

Texas Instruments предлагает семейство микросхем с различным числом каналов регистрации. Для нашей работы был выбран ADS1292R. Все семейство обладает следующими параметрами:

- встроенный тактовый генератор;

- возможность цифрового обнаружения водителей ритма;
- гибкость в обнаружении водителей ритма: программная обработка или использование внешней аппаратной части.

Главной отличительной чертой MAX30003 от Maxim Integrated является низкое энергопотребление и широкие возможности по его дальнейшему уменьшению:

- встроенное аппаратное обнаружение сердечного ритма с использованием адаптированного алгоритма Пана-Томпкинса, что позволяет не нагружать микроконтроллер;
- широкие возможности настройки ФВЧ и ФНЧ;
- требование внешнего осциллятора с частотой 32.768 кГц для тактирования сигма-дельта АЦП.

Analog Devices, в отличие от предыдущих производителей, в микросхеме ADAS1000 используют АЦП с разрешением всего 14 бит, но частотой дискретизации в 2.048 МГц. После обработки передискретизированного в 1024 раза сигнала, эффективное разрешение сравнимо с конкурентами.

- встроенное обнаружение водителей ритма;
- гибкое управление соотношением шум/энергопотребление, где шум может быть уменьшен ценой возросшего потребления;
- каналы могут быть отключены для экономии энергии;
- частота дискретизации может быть уменьшена для экономии энергии;
- четыре различных встроенных ФНЧ при работе на частоте дискретизации 2 кГц.

Другое решение от Analog Devices, AD8232, представляет собой интегрированную аналоговую часть интерфейсной микросхемы. Главной особенностью является транскондуктивный ИУ, выполненный на двух усилителях тока, что позволяет достичь высоких показателей КПСП. Качественный сигнал может быть получен без применения дополнительных фильтров. В микросхему встроены ФВЧ второго порядка и дополнительный усилитель-ФНЧ, обеспечивающий необходимое усиление.

Основные характеристики сравниваемых микросхем сведены в таблицу. Вся представленная информация соответствует официальной документации. Лучшие характеристики выделены жирным.

ТАБЛИЦА 1 СРАВНЕНИЕ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК РАССМАТРИВАЕМЫХ ИНТЕРФЕЙСНЫХ МИКРОСХЕМ

	ADS1292R	ADAS1000	MAX30003	AD8232
Производитель	Texas Instruments	Analog Devices	Maxim Integrated	Analog Devices
Количество каналов	2	5	1	1
КПСП	120 дБ	105 дБ	100 дБ	80 дБ
Энергопотребление	335 мкВт/канал	До 21 мВт	240 мкВт/канал	170 мкА
Напряжение питания	Аналоговой части: 2.7 .. 5.25 В Цифровой части: 1.7 .. 3.6 В	3.15 .. 5.5 В	1.1 .. 2 В	2 .. 3.5 В
Усиление	1, 2, 3, 4, 6, 8 или 12	1.4, 2.1, 2.8 или 4.2	20 до 160	100
Разрешение АЦП	24	До 19	18	Внешний АЦП
Частота дискретизации	125 .. 8000 Гц	2, 16, 128 кГц	От 125 до 512 Гц	Внешний АЦП
Соотношение сигнал/шум	107 дБ	100 дБ	77.2 (усиление = 20) 96.5 (усиление = 160)	Внешний АЦП
Right Leg Drive	Да	Да	Нет	Да
Интерфейс	SPI	SPI	SPI	Аналоговый выход
Стоимость*	8.24\$	31.69\$	5.46\$	3.19\$

*Цены ресурса Octopart на февраль 2019 года (<https://octopart.com>)

III. ЭКСПЕРИМЕНТ С ТЕСТОВЫМ ГЕНЕРАТОРОМ

Для экспериментальной части работы была разработана и произведена отладочная плата для AD8232 и куплена оригинальная с микросхемой MAX30003. В качестве источника тестового ЭКГ сигнала использовался Fluke ProSim 4. Этот прибор способен генерировать как кардиограмму с нормальным синусовым ритмом и настраиваемой частотой сердечных сокращений, так и широкий спектр аритмий.

Во время эксперимента Fluke был настроен на генерацию нормального ритма с частотой 60 ударов в минуту. Электроды были подключены по схеме 1 отведения (левая и правая руки) и к правой ноге для реализации Right Leg Drive.

За эталонный кардиограф принимался сертифицированный Biopack MP36. Это высококачественная модульная система для регистрации большинства самых распространенных биологических параметров (ЭКГ, ЭЭГ, давление, характеристики дыхания и др.), предназначенная для использования в учебных и научных целях. Заявленные характеристики при регистрации сигнала ЭКГ: разрешение АЦП 24 бита, отношение сигнал/шум не менее 89 дБ, КПСП не менее 110 дБ, встроенный цифровой режекторный фильтр на 50 Гц.

Частоты дискретизации – 500 для Biopack и AD8232, 512 в случае MAX30003. Все фильтры отключены (где предоставляется соответствующая возможность). Сигнал регистрировался в течение 40–50 секунд на каждом из приборов.

Обработка полученных сигналов проводилась в среде Matlab. На рис. 4 представлено сравнение одного кардиоцикла, зарегистрированного всеми приборами. Предварительно сигналы были нормализованы и синхронизированы по времени.

В сравнении с эталонным сигналом, который не содержит даже малейших шумов после встроенной фильтрации (не отключаемой), качество двух других вызывает сомнения. Тем не менее, очевидно, что несущим сигналом является именно кардиограмма.

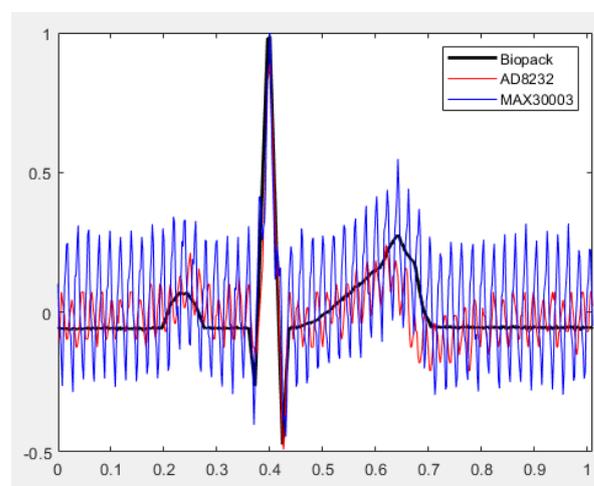


Рис. 3. «Сырые» зарегистрированные кардиоциклы

Рассмотрим сигналы с точки зрения преобразования Фурье. Тестовый сигнал абсолютно периодический, так что погрешность преобразования минимальна. На спектре сигнала MAX30003 (рис. 5.) отчетливо видна частота сети электроснабжения – 50 Гц. Даже несмотря на высокие КПСП данную помеху полностью подавить не удается.

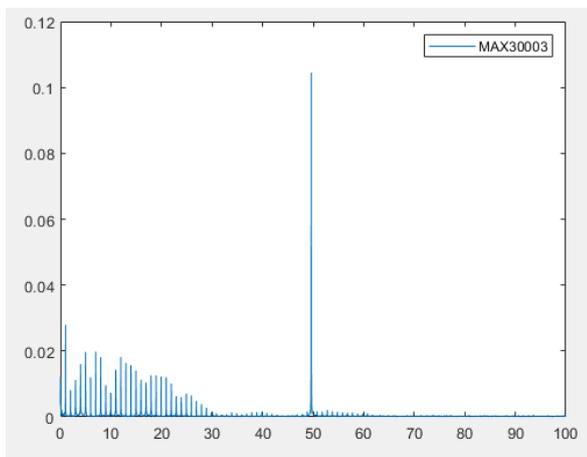


Рис. 4. Преобразование Фурье сигнала MAX30003

В качестве численной оценки величины помехи можно использовать отношение амплитуды спектра на частоте 50 Гц и максимальной амплитуды в полезной части спектра (до 40 Гц). Для MAX30003 этот параметр равен 3,9. Для AD8232 – 1,2 (меньше – лучше). В эталонном сигнале частота 50 Гц отсутствует почти полностью.

Кардиографы, построенные на базе подобных интерфейсных микросхем, предполагают первым шагом после АЦП-преобразования цифровую фильтрацию сигнала. В качестве последнего этапа работы предлагается попытаться отфильтровать сигнал, полученный с микросхемы MAX30003 до уровня, сопоставимого с эталонным. Для обработки был выбран сигнал, содержащий большую помеху.

Первым этапом фильтрации, очевидно, стал цифровой режекторный фильтр с бесконечной импульсной характеристикой, обеспечивающий подавление 50 Гц на уровне -80дБ.

После этого мы решили добавить сглаживающий фильтр с частотой пропускания 150 Гц (аналог используемого в структуре на рис. 1).

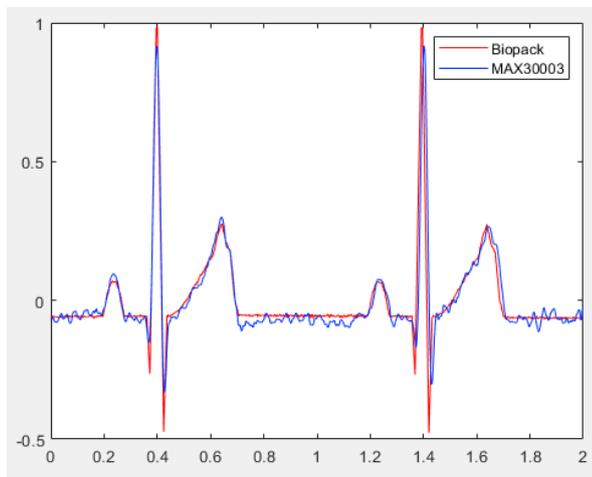


Рис. 5. Отфильтрованный сигнал

После применения обоих фильтров качество сигнала стало более чем удовлетворительное. Все еще не настолько хорошее, как результат Биораск. Форма сигнала немного искажена фильтрами и шумы не убраны полностью, но в целом результат отличный, принимая во внимание низкую стоимость оборудования (около 6\$ без внешних компонентов).

IV. ВЫВОДЫ

Эксперимент показал большой потенциал интерфейсных микросхем для разработки портативных кардиографов. После простой фильтрации режекторным фильтром и ФНЧ качество получаемого сигнала стало сравнимым с таковым, полученным с системы Биораск. Каждая из рассмотренных микросхем обладает своими преимуществами и недостатками.

ADAS1000 располагает самым большим числом каналов для регистрации (стоит отметить, что в семействе ADS129x есть решения до 8 каналов с большими ценой и энергопотреблением, чем у ADS1292R). Также поскольку реальная частота АЦП намного выше, чем у конкурентов, существует возможность получать сигнал на частоте до 128 кГц, но с меньшей точностью.

Семейство ADS129x предлагает наибольшую точность среди предложенных решений: наибольшие показатели КПСП, соотношения сигнал/шум и 24-битный АЦП. Также преимуществом является встроенный осциллятор, поскольку разработчикам не придется устанавливать внешний.

MAX30003 имеет самое низкое энергопотребление, что было достигнуто ценой меньших КПСП, соотношения сигнал/шум, частоты дискретизации и разрядности АЦП. К сожалению, в угоду низкому энергопотреблению, разработчики отказались от Right Leg Drive, что может оказать значительное влияние на зашумленность сигнала в некоторых ситуациях. Однако, аппаратная реализация алгоритма Пана-Томпкинса не только уникальна для данного класса микросхем, но и позволяет дополнительно сэкономить энергию на дальнейшей обработке. Также не стоит забывать о наименьшей среди конкурентов стоимости микросхемы.

Наконец, AD8232 по смыслу является дальнейшим развитием инструментального усилителя. Результатом стало появление собственных стабилизаторов питания, Right Leg Drive, электростатическая защита и другие полезные особенности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] D. D. Mehta, N. T. Nazir, R. G. Trohman, and A. S. Volgman, "Single-lead portable ECG devices: Perceptions and clinical accuracy compared to conventional cardiac monitoring" // Journal of Electrocardiology 48 (2015), стр. 710–716;
- [2] Liang-Yu Shyu, Chia-Yin Chiang, Chun-Peng Liu¹, and Wei-Chih Hu, "Portable Impedance Cardiography System for Real-Time Noninvasive Cardiac Output Measurement", Journal of Medical and Biological Engineering, 20(4), 2000, стр. 193-202;

- [3] A. Bansal and R. Joshi, "Portable out-of-hospital electrocardiography: A review of current technologies", *Journal of Arrhythmia*, 34(2), 2018, стр. 129–138;
- [4] H. Islam Chowdhury, M. Sultana, R. Ghosh, J. Ahamed, and M. Mahmood, "AI Assisted Portable ECG for Fast and Patient Specific Diagnosis", *International Conference on Computer, Communication, Chemical, Material and Electronic Engineering* (2018);
- [5] V. Choudhari, V. Dandge, N. Choudhary, and R. G. Sutar, "A portable and low-cost 12-lead ECG device for sustainable remote healthcare", *International Conference on Communication Information and Computing Technology* (2018);
- [6] E. Nemati, M. Deen, and T. Mondal, "A wireless wearable ECG sensor for long-term applications", *IEEE Communications Magazine*, 50(1), 2012, стр. 36–43;
- [7] K. Soundarapandian, M. Berarducci, "Analog Front-End Design for ECG Systems Using Delta-Sigma ADCs", *Application Report SBAA160A–March 2009–Revised April 2010*;
- [8] A. B. Jani, R. Bagree, and A. K. Roy, "Design of a low-power, low-cost ECG & EMG sensor for wearable biometric and medical application", *IEEE SENSORS* (2017).

Методы автоматического распознавания сердечных аритмий по отображениям Пуанкаре

П. Ю. Тимофеева¹, Л. А. Манило²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹timofeyeva@live.com, ²lmanilo@yandex.ru

Abstract. New methods for automatic analysis of Poincaré plot developed on the basis of rhythmograms are considered. The sequence of heartbeats is displayed using the Poincaré graph, the analysis of which provides additional information on the severity of chaotic components in the rhythmogram. The presented methods estimate nonlinearity in the sequence of ECG cardiocycles in order to diagnose several types of arrhythmias and cardiac pathologies. Experiments on real samples of ECG signals show that the assessment of nonlinear components based on Poincaré sections in the process under study allows us to classify various states in normal and pathological conditions. The universality of the proposed methods also lies in the possibility of recognizing a dangerous pathological condition - congestive heart failure.

Keywords: nonlinear analysis; Poincare plot; heart rate

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время вопросу автоматического распознавания сердечных аритмий с использованием нелинейного анализа вариабельности сердечного ритма (ВСР) уделяется большое внимание [1, 2, 3]. Это связано с тем, что для надежного распознавания сердечных патологий требуется дополнительная информация, которую трудно получить, используя известные методы компьютерного анализа ВСР. К ним относятся морфологические методы анализа ритмограмм, спектральный и вейвлет-анализ электрокардиосигнала, анализ спектров высших порядков и другие [6]. Встречаются также работы, которые основаны на анализе главных компонент (PCA), линейном дискриминантном анализе (LDA) и анализе независимых компонент (ICA)

[4, 7, 8, 9]. Перечисленные методы хоть и позволяют классифицировать некоторые группы патологий, однако не учитывают хаотическую составляющую в сигнале ЭКГ, что снижает их эффективность. На данный момент сигнал ЭКГ, а именно ритмограмму, принято рассматривать как детерминированный сигнал, либо как сигнал, описываемый законом случайного распределения. Такой анализ не позволяет получить информацию о хаотической составляющей ЭКГ, оценка которой важна для диагностики сердечных аритмий.

Мы подробно рассмотрели некоторые новые нелинейные методы анализа ритмограмм с целью количественной оценки хаотической динамики электрокардиосигнала. Эти методы в отличие от стандартных позволяют описать геометрию графиков Пуанкаре (ГП), и повысить качество диагностики.

II. ФУНКЦИЯ КОМПЛЕКСНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МЕРЫ

Новым информативным методом распознавания сердечных аритмий является анализ графиков Пуанкаре [1, 2, 3]. График Пуанкаре является одной из форм отображения фазового пространства и отображает нелинейный характер вариабельности сердечного ритма (ВСР), построенного по последовательности кардиоциклов ЭКГ (ритмограммы). В работе [1] ставилась задача разработки автоматической системы классификации четырех типов сердечных аритмий с помощью выделения пяти геометрических сюжетов Пуанкаре. Анализ геометрических фигур сечения Пуанкаре позволил классифицировать такие группы сердцебиений как синусовый ритм, фибрилляция предсердий, трепетание предсердий, предсердная тахикардия. Взаимосвязь аритмии и шаблона геометрической фигуры установлена

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №19-07-00475, №18-07-00264, №18-29-02036

также в исследовании [4]. Авторы работы [1] извлекли ряд новых функций: частотные распределения точек в разных областях графика Пуанкаре, основанные на статистическом анализе RR-интервалов и нелинейный индекс комплексной корреляционной меры (ККМ). В отличие от других работ по анализу ГП в исследовании [1] информация извлекается из графиков не только первого порядка, но и второго. ГП первого порядка представляет графическое отображение распределения кардиоинтервалов (предыдущего и последующего) в двумерной координатной плоскости и даёт информацию о распределении ВСР. ГП второго порядка представляет собой график $(x_i - x_{i-1})$ по оси X и $(x_{i+1} - x_i)$ по оси Y, где x_i – значение i -го кардиоинтервала. Он описывает скорость изменения динамики кардиоциклов. Здесь, в отличие от графика Пуанкаре первого порядка, точки расположены во всех четырех квадрантах системы координат. Распределения точек на графике Пуанкаре сканируются скользящим окном: график Пуанкаре 1-го порядка сканируется с использованием 180 частотных отсчетов, а график 2-го порядка – 360 частотных отсчетов скользящего окна. Новая функция комплексной корреляционной меры, отражает корреляцию (временную динамику) ритмограммы. Подробнее связь ККМ с видом синусового ритма отражена в работе [5]. Извлеченные функции используются для непосредственного ввода в проектируемый ансамбль нейронных сетевых классификаторов. В результате исследования авторам удалось выделить такие геометрические отображения Пуанкаре как «Комета», «Торпеда», «Веер», «Двусторонний цветок», «Трехсторонний цветок».

Каждый из этих шаблонов соответствует определенным видам нарушений сердцебиения, эта зависимость была описана в работе [5]. Так, «Комета» – синусовый ритм с нормальной ВСР ($SDNN \geq 100$ мс), «Торпеда» – синусовый ритм с нормальной ВСР ($SDNN < 100$ мс), «Веер» – фибрилляция предсердий, «Двусторонний цветок» – преждевременная депполяризация предсердий или желудочков, «Трехсторонний цветок» – преждевременная депполяризация желудочков. ($SDNN$ – это общий показатель ВСР, отражает все долговременные компоненты и циркадные ритмы). Результатом работы [2] является описание шаблонов геометрических рисунков на ГП и соотношение их с видом нарушений сердцебиения.

Для автоматического обнаружения аритмии необходимо количественно фиксировать временную информацию графика Пуанкаре. Этот вопрос в [2] решается с использованием ККМ, которая определяется на основе автокорреляции при разных задержках временных рядов, что даёт измерение корреляционной структуры графика Пуанкаре. Обосновано преимущество ККМ перед простыми измерениями изменчивости графика Пуанкаре, такими как простые показатели SD1 и SD2. Они представляют собой дисперсию вдоль малой и большой оси эллипса – геометрической фигуры по периметру распределения Пуанкаре (рис. 1). Выявлено, что ККМ наиболее чувствительна к изменениям базовой временной структуры данных, чем простые показатели SD1 и SD2.

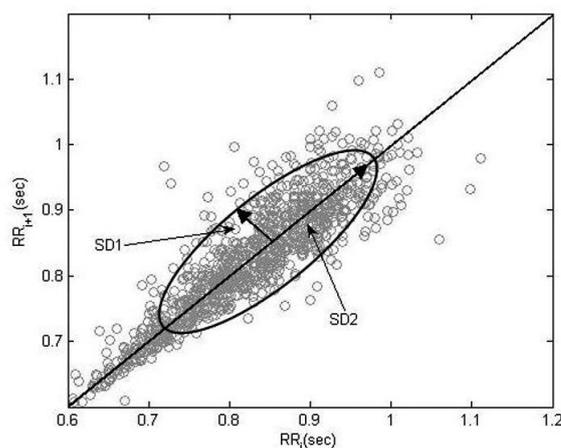


Рис. 1. Стандартный график Пуанкаре с временной задержкой временного ряда $m = -1$

В данном исследовании авторам удалось классифицировать 3 группы: субъекты с аритмиями, субъекты с нормальным сердечным ритмом, субъекты с застойной сердечной недостаточностью. Эти результаты позволяют использовать показатель ККМ для непосредственной классификации аритмий, однако для классификации внутри групп требуется дополнительная информация.

III. ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ФУНКЦИИ «УГОЛ, НАПРАВЛЕНИЕ, ПОЛОЖЕНИЕ» (УНП)

В связи с необходимостью количественной оценки хаотических компонент сигнала ЭКГ, в последнее время авторы все чаще предлагают новые наборы функций и признаков, которые описывают нелинейную динамику ГП. Полноценная классификация сердечных аритмий удалась в исследовании [3]. Здесь авторы выделили новые функции для описания временной динамики скатеррограмм. Оценка динамической информации была проведена тремя геометрическими функциями, применяемыми к каждой последовательности из трех точек на графике Пуанкаре: угол, направление траектории и местоположение средней точки. Как и в [2], авторы метода УНП описывают преимущество новых признаков перед стандартными дескрипторами SD1 и SD2. Хотя график Пуанкаре и является нелинейным представлением интервалов RR, однако SD1 и SD2 не могут описывать это нелинейное поведение и являются линейными статистическими параметрами.

Помимо извлечения новых функций в методе УНП, авторы используют их для визуализации новой 3D-карты УНП. Карта УНП используется для лучшего представления временного поведения точек на графике Пуанкаре и объединяет в себе два параметра: *угол и направление*. Угол измерялся между двумя векторами, связывающими три последовательные точки на ГП, а направление Dir_i для каждой трех последовательных точек определяется условиями их ориентации. Так как Dir_i равно -1 или +1, знак *угла* становится положительным или

отрицательным. Расположение точки относительно линии тождества определяется цветом.

Используя метод УНП, в [3] удалось с высокой точностью (100%) классифицировать две группы патологий: застойную сердечную недостаточность и фибрилляцию предсердий. Однако приведенные результаты отражают недостаточно высокую надежность данного метода классификации: группа с нормальным синусовым ритмом классифицирована с точностью 94%, а группа с инфарктом миокарда с точностью 88%. Данный метод трудно реализуем в связи с высокой вычислительной трудоемкостью, которая увеличивается квадратично с ростом числа записей ЭКГ в анализируемом наборе данных (следствие реализации задачи классификации с помощью нейронных сетей). Так же остается открытым вопрос соответствия извлеченных функций видам патологий – нет медицинских или экспериментальных доказательств, подтверждающих связь параметров УНП с видом аритмии.

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрены методы классификации сердечных аритмий по анализу отображений Пуанкаре. Данные методы позволяют с высокой точностью классифицировать такие патологии как застойная сердечная недостаточность, а также диагностировать синусовый ритм, фибрилляцию предсердий, трепетание предсердий. Выявлены возможности количественной оценки нелинейности сигналов ЭКГ и ее реализации с использованием новых функций. Проведенный аналитический обзор показывает, что анализ отображений Пуанкаре решает задачу распознавания сердечных

заболеваний с выраженной хаотической составляющей в ЭКГ сигналах. Использование новых функций, которые описывают геометрию ГП, даёт возможность усовершенствовать существующие методы классификации аритмий и повысить точность диагностики патологий.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Zhang L, Guo T, Xi B, Fan Y, Wang K, Bi J and Wang Y Automatic recognition of cardiac arrhythmias based on the geometric patterns of Poincaré plots // *Physiol. Meas* 36. 2015. 283–301.
- [2] Karmakar C K, Khandoker A H, Gubbi J and Palaniswami M Complex correlation measure: a novel descriptor for Poincaré plot // *BioMedical Engineering OnLine*. 2009. 8:17.
- [3] Moharreri S, Dabanloo N J, Rezaei S and Parvaneh S New feature set for better representation of dynamic of RR intervals in Poincare plot // *Computing in Cardiology* 44. 2017. 321-395
- [4] Karimui RY, Azadi S 2017 Cardiac arrhythmia classification using the phase space sorted by Poincare sections. // *Biocybern Biomed Eng*. 2017. 37(4). 690-700
- [5] Esperer H D, Esperer C and Cohen R J Cardiac arrhythmias imprint specific signatures on Lorenz plots // *Ann Noninvasive Electrocardiol*. 2008. 13(1). 44-60
- [6] Herr CL, Fransch M, et al. Heart beat classification from single-lead ECG using the synchrosqueezing transform // *Physiol Meas*. 2017. 38(2). 171.
- [7] Elhaj FA, Salim N, et al. Arrhythmia recognition and classification using combined linear and nonlinear features of ECG signals // *Comput Methods Progr Biomed*. 2016. 127. 52–63.
- [8] Martis RJ, Acharya UR, et al. Application of principal component analysis to ECG signals for automated diagnosis of cardiac health // *Expert Syst Appl*. 2012. 39(14). 11792–800.
- [9] Khorrami H, Moavenian M. A comparative study of DWT, CWT and DCT transformations in ECG arrhythmias classification // *Expert Syst Appl*. 2010. 37(8). 5751–7.

Разработка портативного устройства для проведения ионофореза

Д. А. Егоров¹, Б. Э. Алексеев², М. Ткаченко³

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹staer39@gmail.com, ²Boris123z@yandex.ru, ³algorithmpower@gmail.com

Abstract. Iontophoresis is a non-invasive method used to increase transdermal penetration of substances through the skin layer (epidermis, dermis and hypodermis) in the determined way. Reducing the cost of components and increasing the ability of microcontroller technology allows us to significantly expand the use of iontophoresis in various fields of medicine and everyday life. This paper is devoted to the development of the portable device for iontophoresis. The paper includes the selection of components, development of the structural and schematic device diagrams, and formation of software and device assembly on a breadboard.

Keywords: *iontophoresis; electrical stimulation; development; portable device*

I. ВВЕДЕНИЕ

Ионофорез – неинвазивный метод воздействия на эпидермис, используемый для увеличения проницаемости ионов в слоях кожи. По сути, представляет собой активный транспорт ионов, возникающий из-за приложенного постоянного электрического тока. Как правило, используется ток силой не более 6 мА и напряжением не более 40 В. Электрическое воздействие осуществляется с

В. Принципиальная схема

Прибор подходит для использования как в медицинской практике, так и в повседневности людьми без медицинского образования. Данное условие определяет необходимость максимального упрощения управления устройством и снижения сложности схемы. В соответствии с этой целью, была создана следующая принципиальная схема, изображенная на рис. 3.

Разработанная схема заведомо является маломощной, а потому не требует высокого уровня питания. Таким

образом, для реализации устройства был использован микроконтроллер ATtiny13 – 20SU с потреблением от 1.8 до 5 вольт при тактовой частоте в 4 МГц. МК занимается управлением повышателя (пин PB0) на основании напряжения, снятого с потенциометра (пин PB4), считывает выходное напряжение с повышателя (пин PB2), а также – ток после прохождения тока через биообъект (пин PB3).

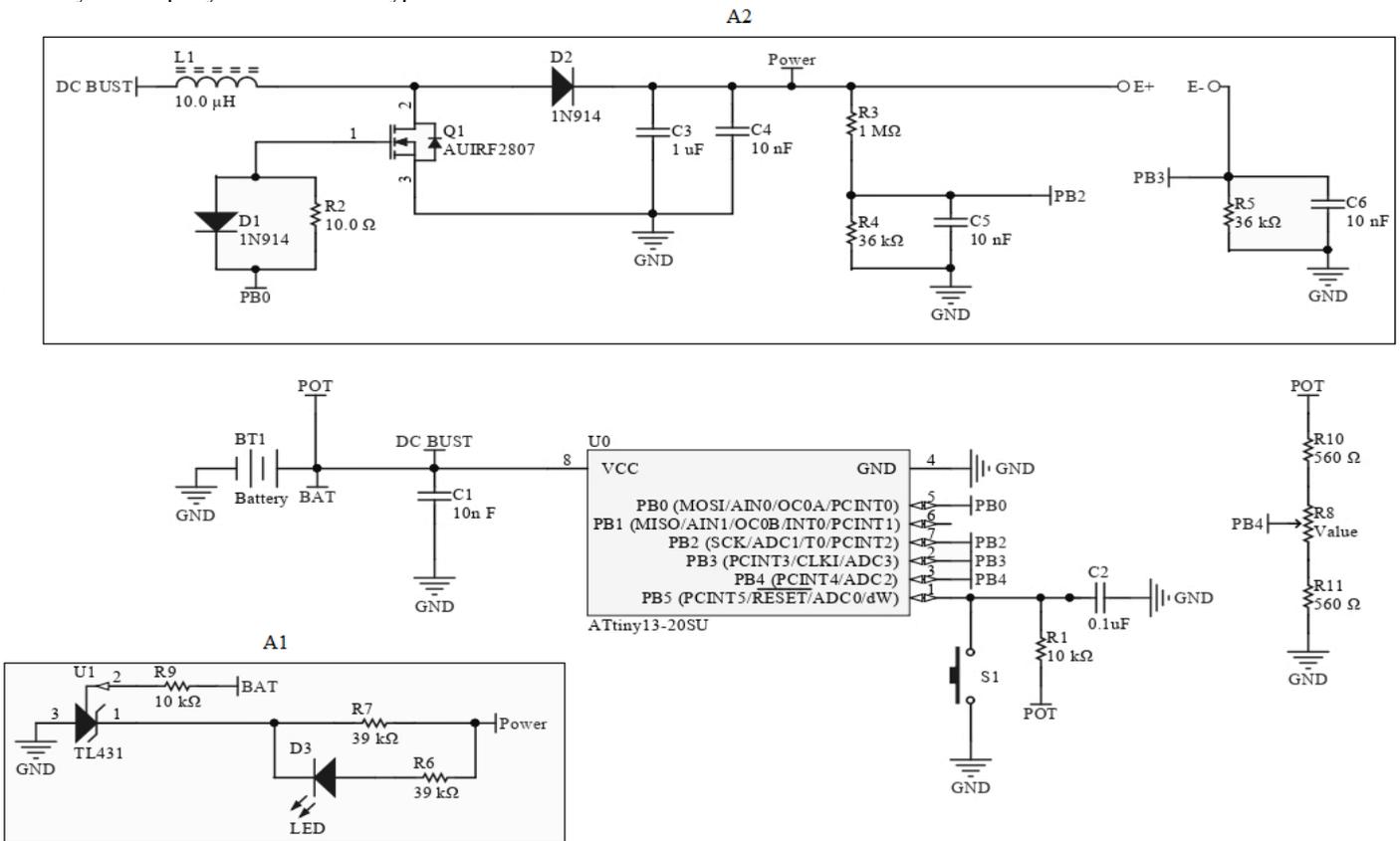


Рис. 3. Принципиальная схема устройства

В качестве ИП была выбрана батарейка типа CR2032 на 3 вольта.

Квадратом A1 выделена схема индикации заряда. В качестве индикатора был выбран стабилитрон TL431. При падении напряжения на батарейке ниже 2.5 вольт светодиод гаснет, что является индикатором низкого напряжения. Питание светодиода осуществляется с линии повышенного напряжения (с выхода повышателя).

Квадратом A2 обозначены повышатель напряжения и блок электродов. Повышатель выполнен в классической схеме – катушка индуктивности, диод и конденсатор - работает за счет переключения ключа на базе MOSFET (Q1) и управляется МК с помощью ШИМ. Такая топология DC/DC преобразователя была выбрана, потому что она позволяет легко опустить уровень напряжения при

превышении его уровня за счет пропуска импульсов на ключе.

С. Программное обеспечение

МК контролирует напряжение, подаваемое на кожу, используя встроенный в микроконтроллер аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и сравнивает его с установленным порогом. Если напряжение превышает predetermined предел, микроконтроллер прекратит переключение MOSFET (Q1), предотвращая превышение напряжения. Лимит устанавливается с помощью потенциометра (в зависимости от напряжения на пине PB4) и может быть легко изменен поворотом ручки. Подробная блок схема представлена на рис. 4.

D. Макетирование

Для проверки схемы был собран испытательный макет, изображенный на рис. 5 (квадрат A1 – индикатор заряда, а A2 – повышатель напряжения). Как показал эксперимент, устройство способно стабильно генерировать напряжение от 5 до 35 вольт, что является необходимым условием для ионофореза.

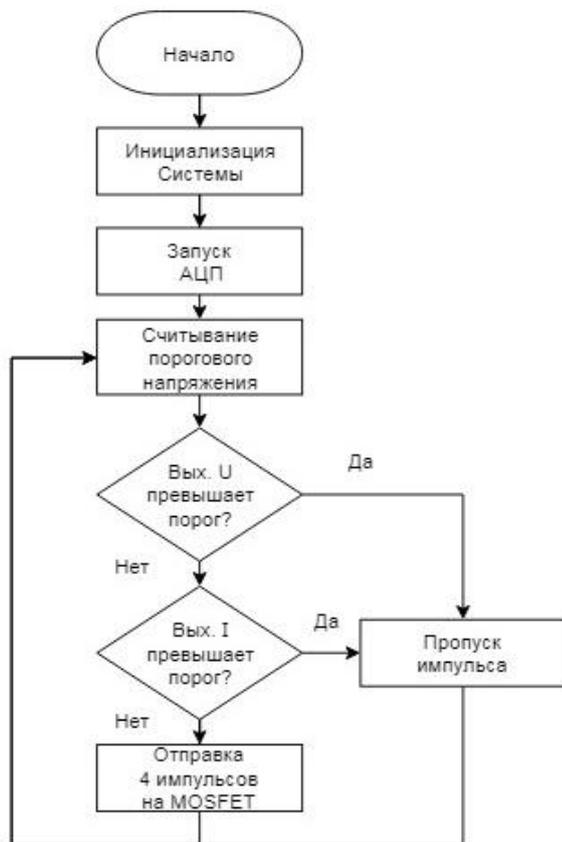


Рис. 4. Блок схема программы устройства

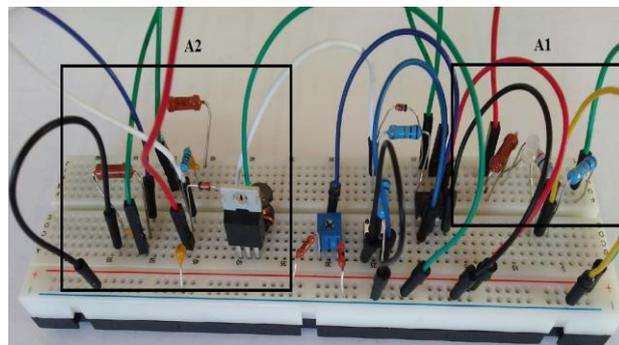


Рис. 5. Макет устройства

III. ВЫВОДЫ

Портативное устройство для ионофореза, может быть реализовано с использованием небольшого и недорогого микроконтроллера для контроля тока, проходящего через кожу, и управления повышающим DC/DC преобразователем. Алгоритм работы может быть изменён и улучшен для получения дополнительных функций, а также для задания различных пороговых значений без коренных перестроек аппаратной части.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] H. Kai, T. Yamauchi, Y. Ogawa, A. Tsubota, T. Magome, T. Miyake, K. Yamasaki, and M. Nishizawa. Accelerated Wound Healing on Skin by Electrical Stimulation with a Bioelectric Plaster // *Adv. Healthcare Mater.* 2017, 6.
- [2] E. Krueger, J. L. Claudino Junior, E. M. Scheeren, E.B. Neves, E. Mulinari and P. Nohama. Iontophoresis: principles and applications. // *Fisioter. Mov., Curitiba*, v. 27, n. 3, p. 469-481, jul./set. 2014.
- [3] R. Pignatello, M. Fresta and G. Puglisi. Transdermal drug delivery by iontophoresis. i. fundamentals and theoretical aspects. // *J Appl. Cosmetol.* 14. 59-72 (April-June 1996).
- [4] M. Kanabako, T. Inagi and K. Takayama. Transdermal Delivery of Indomethacin by Iontophoresis // *Biol. Pharm. Bull.* 25(6) 779-782 (2002)/
- [5] L. C. Kloth. Electrical Stimulation Technologies for Wound Healing. // *Advances in wound care*, volume 3, number 2.
- [6] A. Ramadan, M. Elsaidy, R. Zyada. Effect of low-intensity direct current on the healing of chronic wounds: a literature review // *Journal of wound care* vol 17, no 7, July 2008.

Воздействие на блуждающий нерв для регуляции работы сердца

М. Ткаченко¹, А. А. Анисимов², Д. А. Егоров³

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹ algorithmpower@gmail.com, ² aaanisimov@etu.ru, ³ staer39@gmail.com

Abstract. Over the past decade, ischemic diseases and other heart disorders have become significantly younger. More and more young generations suffer from diseases that are not typical of this age group. In this regard, it is necessary to use a method that allows non-invasively and painlessly solve this problem. Vagus nerve stimulation can help not only with heart problems, but also depression and epilepsy attacks. The purpose of this article is therefore to review this method and to apply it in practice to the development of a vagus nerve stimulation device.

Keywords: *nervus vagus; stimulation; ischemic diseases; younger generation; epilepsy; depression*

I. ИНФОРМАЦИОННЫЙ ЭКСКУРС

Блуждающий нерв является собой смешанный черепно-мозговой нерв, состоящий из ~ 80% афферентных волокон, происходящих из сердца, аорты, легких и желудочно-кишечного тракта, и ~ 20% эфферентных волокон, которые обеспечивают парасимпатическую иннервацию этих структур, а также внутренние мышцы гортани и глотки. Соматы эфферентных волокон расположены в дорсальном моторном ядре и в амбициозном ядре. Афферентные волокна берут начало в узлово1 ганглии и одиночном тракте. На шейном уровне блуждающий нерв в основном состоит из немиелинизированных С-волокон небольшого диаметра (65–80%), с меньшей частью миелинизированных В-волокон промежуточного диаметра и миелиновых А-волокон большого диаметра. Ядро одиночного тракта имеет широкие проекции на ствол мозга, а также важные области эпилептогенеза, такие как миндалина и таламус. Существуют прямые нейронные проекции в ядро, которое является источником серотонергических нейронов, и не прямые проекции на locus coeruleus и ядра A5, которые содержат норадренергические нейроны. Также, существуют многочисленные диффузные корковые соединения. Диффузные пути блуждающего нерва опосредуют важные висцеральные рефлексы, такие как кашель, рвота, глотание и контроль крови давление и частота сердечных сокращений. Частота сердечных сокращений в основном зависит от правого блуждающего нерва. Относительно мало специфических функций блуждающего нерва хорошо охарактеризованы. Блуждающий нерв часто считается защитным и расслабляющим регулятором работв нервной

системы. Эта основная функция наблюдается системой боковых линий у рыб, ранним предшественником вегетативной нервной системы. Централизованная система этих форм ограничивалась инстинктами самосохранения и избеганием возмущающих раздражителей или неоптимальных условий.

Основная гипотеза о механизме действия основывается на знании того, что у афферентов 10-го черепного нерва имеются многочисленные проекции в центральной нервной системе и что таким образом потенциалы действия, генерируемые афферентами блуждающего нерва, могут воздействовать на весь организм. На сегодняшний день точный механизм действия стимуляции блуждающего нерва еще предстоит выяснить. Решающие вопросы относительно механизма действия стимуляции блуждающего нерва возникают на разных уровнях изучения данного вопроса.

II. ИШЕМИЯ

Доля инфаркта миокарда с подъемом ST сегмента (ST-segment elevation myocardial infarction -STEMI) составляет приблизительно от 25% до 40% и остается одной из главных причин инвалидности и смертности во всем мире. Хотя повторное вскрытие коронарной артерии с помощью механического или фармакологического реперфузионного вмешательства необходимо для спасения миокарда и уменьшения размера инфаркта у пациентов с STEMI, как это ни парадоксально, сама реперфузия также вызывает дальнейшее повреждение, которое известно как миокардиальное ишемически-реперфузионное повреждение (myocardial ischemia-reperfusion injury -MIRI) (МИРИ). Все больше данных, полученных в результате экспериментальных исследований и небольших клинических испытаний, подтверждают, что MIRI вносит значительный вклад в конечный размер инфаркта и функционирование сердца. Тем не менее, в настоящее время не существует специальной методики лечения, которая бы предназначалась для MIRI у пациентов с STEMI.

Таким образом, необходимы новые методы лечения, которые могут снизить MIRI у этих пациентов. Было показано, что стимуляция цервикального блуждающего

нерва (Cervical vagus nerve stimulation – cVNS), которая вызывает значительное снижение частоты сердечных сокращений или с силой стимула от 50% до 80% ниже порога, необходимого для снижения частоты сердечных сокращений, подавляют воспалительные реакции, снижают выделение активных видов кислорода, подавляют клеточный апоптоз и ослабляют MIRI в нескольких моделях ишемии и реперфузии миокарда. Транскутанная электрическая стимуляция ушной ветви блуждающего нерва, расположенной на трагусе, представляет собой неинвазивный подход к стимулированию афферентных волокон вагального нерва. Низкоуровневая стимуляция трагуса (low-level tragus stimulation – LL-TS) может уменьшить воспалительные реакции, ослабить структурную и вегетативную перестройку сердца и улучшить работу желудочков в модели хронического инфаркта миокарда. Также было показано, что LL-TS подавляют мерцательную аритмию и снижают уровень воспалительных цитокинов у пациентов с пароксизмальной мерцательной аритмией.

III. РАЗРАБОТКА УСТРОЙСТВА ДЛЯ СТИМУЛЯЦИИ БЛУЖДАЮЩЕГО НЕРВА

Устройство работает по базовому принципу. На электроды, подключенные определенным образом в ушной раковине пациента подается постоянный или переменный ток, через трагус он воздействует на блуждающий нерв, вынуждая его влиять на работу сердца.

Главной задачей устройства будет стимулировать блуждающий нерв, для коррекции работы сердца.

Устройство представляет из себя ряд повышателей и преобразователей для гибкой настройки подаваемого сигнала. Также имеется возможность переключать полярность импульсов, что позволяет воздействовать постоянным и переменным токами.

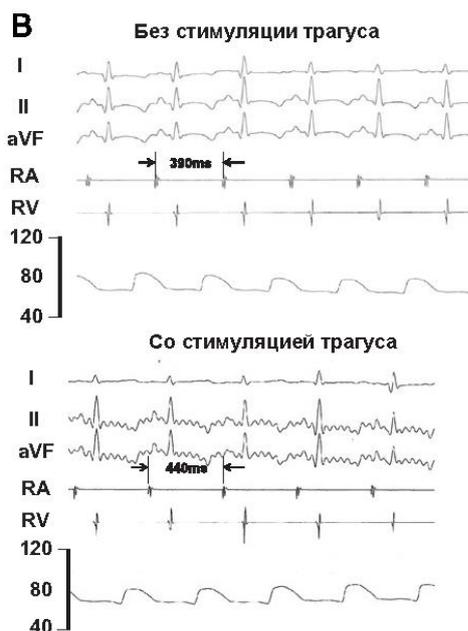


Рис. 1. ЭКГ до и после стимуляции

Е. Разработка принципиальной схемы

Принципиальная схема представлена на рис. 2. Данная схема поделена на основные ее части:

1. Питание, включающее в себя LiPo аккумулятор, и устройство зарядки.

2. Схема, служащая для регистрации и записи ЭКГ сигнала, собрана на аналоговом front-ende от Analog Device. Он собирает необходимые данные и отправляет их на микроконтроллер для последующей обработки.

3. Содержит повышатель напряжения, который устанавливает необходимый уровень сигнала, приходящего с микроконтроллера. Повышатель соединен с переменным сопротивлением, которое позволяет изменять напряжение и силу тока подаваемого сигнала. На выходе размещен транзисторный каскад, который позволяет переключать полярность подаваемых импульсов и воздействовать на пациента как постоянным, так и переменным током.

4. Слот для подключения карты памяти microSD для записи длительных фрагментов сигнала ЭКГ и дальнейшей работы с ним.

5. Bluetooth-модуль, необходимый для передачи данных на микроконтроллер. Получая в реальном времени сигнал ЭКГ с регистратора (2) мы можем принимать решения об изменении параметров подаваемого сигнала, для регулирования силы стимуляции. Таким образом изменяя напряжение, полярность есть вероятность достичь необходимого нам результата: улучшения в работе сердечно-сосудистой системы пациента.

6. Микроконтроллер, главная вычислительная единица всего устройства. Управляет напряжением, выдавая нужный сигнал с заданными параметрами, позволяет управлять характеристиками выходного воздействующего сигнала и записывать все данные на съемный носитель.

В данном устройстве в качестве микроконтроллера был выбран Atmel ATtiny441. Т.к. устройство создано для портативного использования, оно не должно потреблять много энергии и при этом быть способным осуществлять весь спектр необходимых расчетов. Наш микроконтроллер (МК) потребляет 1,8–5,5В при тактовой частоте работы в 4МГц, что позволяет нам выполнять весь необходимый для работы перечень манипуляций. Главным преимуществом является наличие интерфейсов SPI и UART для связи с другими составляющими устройства. МК осуществляет формирование и частичную конфигурацию сигнала, подаваемого на цифровое сопротивление для контроля уровня напряжения посредством интерфейса SPI (пины MOSI, SCK, PA3). Также посредством пинов PB0, PB1 МК соединяется с выходным транзисторным каскадом, формирующим полярность выходного сигнала. Посредством интерфейса UART происходит связь с Bluetooth модулем (пины RX, TX) для передачи зафиксированных регистратором ЭКГ сигналов на МК с дальнейшей постобработкой. После получения по Bluetooth данные отправляются по SPI (пины MOSI, SCK, PA7) на съемный носитель данных формата microSD, что позволяет фиксировать продолжительные фрагменты сигнала ЭКГ и работать с ними на ПК.

Оценка размерности вложения аттракторов ритмограмм для разных видов сердечных аритмий

К. С. Старченкова¹, Л. А. Манило²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
karinasmbatovna@gmail.com, ² lmanilo@yandex.ru

Abstract. The study used normal rhythm, ventricular arrhythmia and atrial fibrillation signals from the databases: MIT-BIH Atrial Fibrillation Database, MIT-BIH Arrhythmia Database and Normal Sinus Rhythm RR Interval Database. The paper presents two methods for estimating the dimension of the embedding of attractors: using the method of false nearest neighbors and estimating the correlation dimension by the Grassberg – Procaccia method. A comparative analysis of the two methods is given, as well as the possibility of using the presented methods to determine the dimension of the rhythmogram embedding.

Keywords: the method of false nearest neighbors; the correlation dimension; attachment dimension

Правильное определение набора параметров, количественно характеризующих аттрактор системы, обеспечивает эффективный нелинейный анализ этой системы. В работе приведены методы оценки размерности вложения аттракторов ритмограмм. Для проведения исследования используются сигналы нормального ритма, частой экстрасистолии и фибрилляции предсердий из баз данных: MIT-BIH Atrial Fibrillation Database, MIT-BIH Arrhythmia Database и Normal Sinus Rhythm RR Interval Database [1]. Для каждой группы ритма было обработано по 50 реализаций, представляющих собой последовательности 300 кардиоциклов. Изображения ритмограмм представлены на рис. 1–3. Для оценки размерности вложения аттракторов в работе исследуются два метода: ложных ближайших соседей и Грассбергера-Прокаччия. Прежде всего, алгоритмы расчета были проверены на гармоническом сигнале, белом шуме и отображении Хенона. Вышеуказанные модельные сигналы были заданы следующими выражениями:

- Гармонический сигнал: $Y(i) = 88 \cdot \sin\left(\frac{\pi \cdot i}{5}\right)$;

- Отображение Хенона:

$$Y(i) = 1 - a \cdot Y(i-1)^2 + b \cdot Y(i-2), \quad a=1.4 \text{ и } b=0.3.$$

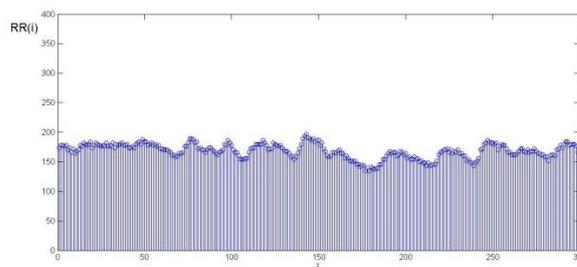


Рис. 1. Нормальный ритм

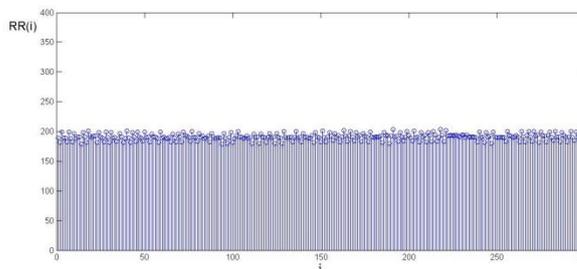


Рис. 2. Частая экстрасистолия

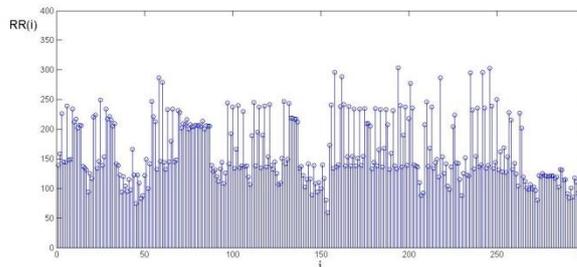


Рис. 3. Фибрилляция предсердий

I. МЕТОД ЛОЖНЫХ БЛИЖАЙШИХ СОСЕДЕЙ

Метод основан на теореме Такенса о вложении. В ней утверждается, что при выборе τ и m оригинальный и реконструированный аттракторы должны быть топологически эквивалентны. Поскольку траектории оригинального аттрактора не имеют самопересечений, то и

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект №19-07-00475

в реконструированном аттракторе траектории также не должны пересекаться. Условием того, что самопересечения будут отсутствовать, является то, что все соседние точки аттрактора восстановленного в Rm , будут также являться соседними в $R(m+1)$. Метод ложных ближайших соседей позволяет определить наименьшее значение размерности m пространства вложения, так что при переходе к размерности $(m+1)$ количество ложных соседей (точек аттрактора, близких друг к другу в Rm и отстоящих далеко в $R(m+1)$) будет относительно мало. Полученное таким образом значение m определяет наименьшую размерность пространства вложения, где возможна реконструкция аттрактора без самопересечений [2]. Алгоритм метода ложных ближайших соседей:

- Пусть $m = 1$. Находим для каждой точки $x(i)$ временного ряда ближайшего «соседа» $x(j)$ в m -мерном пространстве.
- Вычисляем расстояние $\|\bar{x}(i) - \bar{x}(j)\|$
- Находим расстояние между данными точками на следующем шаге $\|\bar{x}(i+1) - \bar{x}(j+1)\|$ и определяем:

$$R_i = \frac{\|\bar{x}(i+1) - \bar{x}(j+1)\|}{\|\bar{x}(i) - \bar{x}(j)\|}$$

Если $R_i > Rt$, где Rt — подходящий порог, то точка $x(j)$ является ложным ближним соседом по отношению к точке $x(i)$. В результате подсчитывается количество таких ложных ближних соседей P для каждой точки $x(i)$. Рекомендуемое значение $Rt = 2$.

- Вычисляется P/N и алгоритм повторяется для $m=m+1$.
- Алгоритм продолжается до тех пор, пока частное P/N не станет близким к нулю.

Вышеописанный алгоритм вычисления корреляционной размерности был реализован в среде MATLAB и протестирован на модельных сигналах и выборке реальных данных. Временная задержка сигналов определялась с помощью автокорреляционной функции (АКФ):

$$R(\tau) = \frac{1}{N_1} \sum_{t=1}^{N_1} y(t) y(t + \tau),$$

где $N_1 = N - \tau$, $y(t) = x(t) - E\{x\}$ — центрированная версия ряда $x(1), x(2), \dots, x(N)$. Для каждого конкретного значения τ функция $R(\tau)$ возвращает коэффициент корреляции между исходным временным рядом и его версией, полученной при помощи временной задержки на τ шагов. Оптимальная временная задержка обычно выбирается в соответствии с первым нулевым (либо близким к нулю) значением автокорреляционной функции $R(\tau)$. Для модельных сигналов и ритмограмм оптимальная величина временной задержки $\tau=1$ (соответствует первому локальному минимуму функции АКФ). Для

начала опробуем представленный алгоритм на модельных сигналах, результаты представлены в таблице I.

ТАБЛИЦА I РАЗМЕРНОСТЬ ВЛОЖЕНИЯ АТТРАКТОРОВ, ОПРЕДЕЛЕННАЯ С ПОМОЩЬЮ МЛБС

Сигнал	Размерность пространства вложения, m
Гармонический сигнал	6
Отображение Хенона	8

В результате исследования было получено, что размерность пространства вложения для гармонического сигнала и отображения Хенона соответственно равны: 6 и 8. Рассмотрим относительное количество ложных ближайших соседей в восстановленном аттракторе для трех видов сердечного ритма (примеры представлены на рис. 4–6).

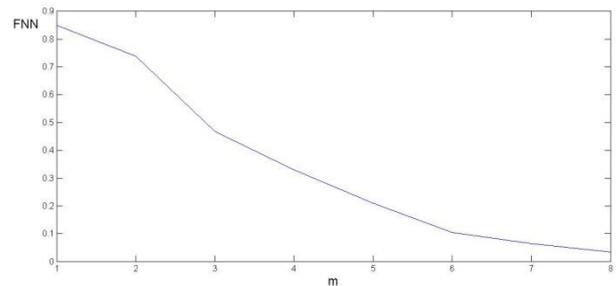


Рис. 4. Относительное количество ложных ближайших соседей ритмограммы нормального ритма

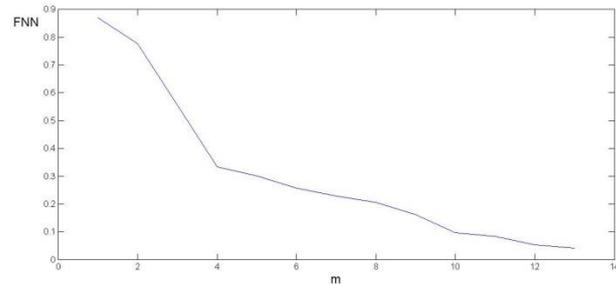


Рис. 5. Относительное количество ложных ближайших соседей ритмограммы частой экстрасистолии

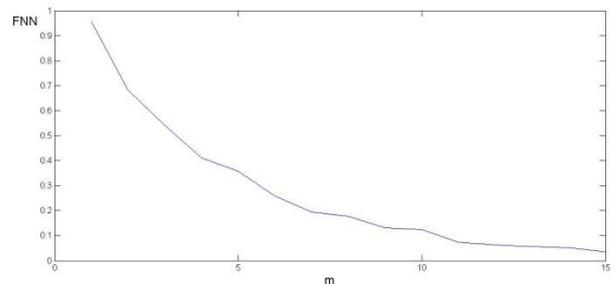


Рис. 6. Относительное количество ложных ближайших соседей ритмограммы фибрилляции предсердий

Из рис. 4–6 видно, что значение размерности пространства вложения для НР равно 8, для ЧЭ – 13 и для

МА – 15. Результаты статистической обработки 50-ти реализаций сердечного ритма представлены в таблице II.

ТАБЛИЦА II ЗНАЧЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ ПРОСТРАНСТВА ВЛОЖЕНИЯ СИГНАЛОВ РИТМОГРАММ

Вид ритма	Размерность пространства вложения, m
Нормальный ритм	8.38±0.87
Частая экстрасистолия	13.47±2.30
Мерцательная аритмия	15.00±0.00

II. АЛГОРИТМ ГРАССБЕРГА-ПРОКАЧЧИА

Алгоритм основан на вычислении корреляционного интеграла D_c для разных значений размерности m , построении полученной зависимости в системе координат с двойным логарифмическим масштабом, нахождении на ней линейного участка и вычислении углового коэффициента d . Полученная величина d является оценкой корреляционной размерности регулярной выборки отсчетов [3].

Рассмотрим подробнее, как с помощью алгоритма Грассбергера-Прокаччиа можно найти размерность пространства вложения m . Пусть задана последовательность:

$$(i) = y_1, x(i - \tau) = y_2, \dots, x(i - (n-1)\tau) = y_n,$$

в которой данные измерены через фиксированный интервал τ . Начиная с n -го элемента, последовательно формируем наборы m -мерных векторов для различных натуральных чисел, называемых параметрами вложения. В данной работе использованы значения параметров вложения для модельных сигналов от 2 до 12, а для сигналов ритмограмм от 2 до 20. Выбрав конкретное значение размерности вложения, можно вычислить корреляционный интеграл:

$$C(r) = \frac{1}{N^2} \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N H(r - |\mathbf{X}^{(i)} - \mathbf{X}^{(j)}|), \quad i \neq j,$$

где $H(\cdot)$ – функция Хевисайда ($H(x)=0$, если $x < 0$; $H(x)=1$, если $x \geq 0$), N – количество элементов последовательности.

В ходе анализа необходимо сравнивать значения корреляционного интеграла, вычисляемого при разных значениях вложения m . Корреляционную размерность можно определить, как тангенс угла наклона линейного участка корреляционного интеграла, представленного в логарифмическом масштабе:

$$D_c = \frac{\ln C(r)}{\ln(r)}.$$

Для нахождения корреляционной размерности сигналов необходимо построить график зависимости значений корреляционной размерности от размерностей пространства вложения. Уровень насыщения графика зависимости D_c от m соответствует значению корреляционной размерности сигнала, а значение m с которого наступает насыщение полученной кривой,

является оптимальной размерностью пространства вложения для данного сигнала.

Вышеописанный алгоритм вычисления корреляционной размерности был реализован в среде MATLAB и протестирован на модельных сигналах. Для модельных сигналов значение временной задержки $\tau=1$. Результаты полученных значений размерности пространства вложения и корреляционной размерности представлены в таблице III.

ТАБЛИЦА III ЗНАЧЕНИЯ РАЗМЕРНОСТИ ПРОСТРАНСТВА ВЛОЖЕНИЯ И КОРРЕЛЯЦИОННОЙ РАЗМЕРНОСТИ

Сигнал	Размерность пространства вложения, m	Корреляционная размерность, D_c
Гармонический сигнал	6	1.02
Отображение Хенона	8	1.24

Полученные значения корреляционной размерности совпадают со значениями, описанными в литературных источниках. Результаты экспериментов на модельных сигналах показывают, что реализованный алгоритм позволяет получить достоверную оценку корреляционной размерности, с помощью которой можно отличить детерминированный хаос от случайного процесса, а также определить размерность пространства вложения сигналов. Теперь с помощью разработанного алгоритма определим корреляционную размерность ритмограмм. На рис. 7–9 приведены кривые корреляционного интеграла, соответствующие разным видам сердечного ритма. Корреляционные интегралы представлены для размерностей пространства вложения от 2 до 20, значение временной задержки $\tau=1$.

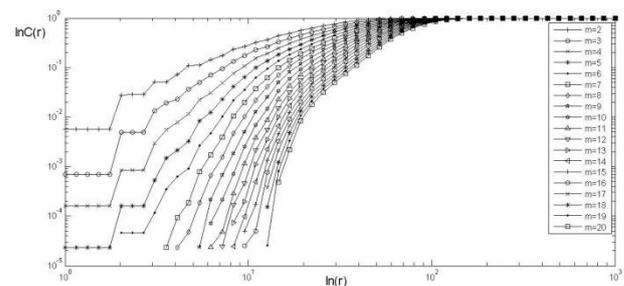


Рис. 7. Кривые корреляционного интеграла ритмограммы нормального ритма

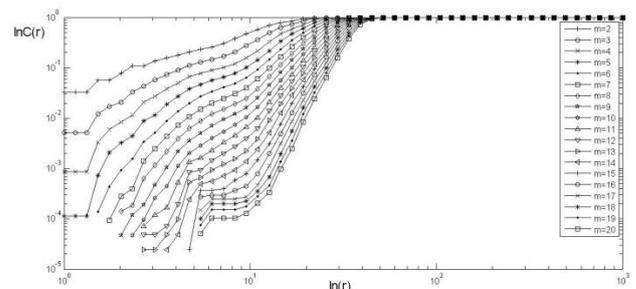


Рис. 8. Кривые корреляционного интеграла ритмограммы частой экстрасистолии

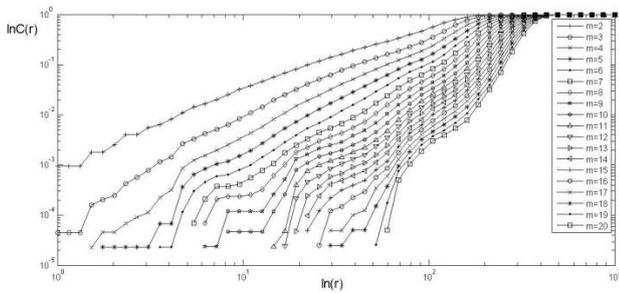


Рис. 9. Кривые корреляционного интеграла ритмограммы фибрилляции предсердий

Для нахождения корреляционной размерности сигналов необходимо построить график зависимости значений корреляционной размерности от размерностей пространства вложения. Примеры вычисления зависимости корреляционной размерности от размерности вложения в графическом виде представлены на рис. 10–12.

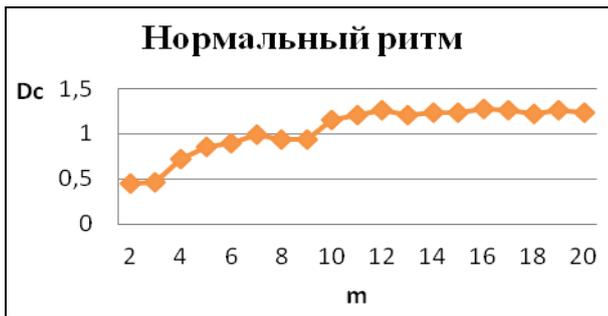


Рис. 10. Зависимость корреляционной размерности от размерности вложения ритмограммы нормального ритма

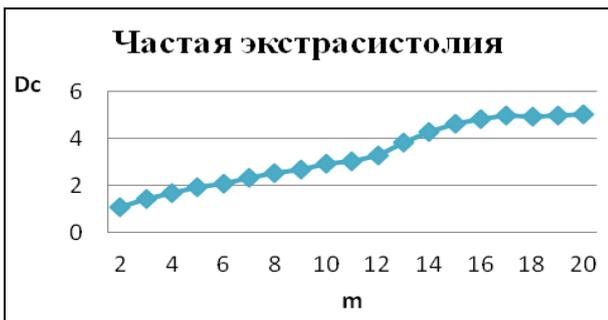


Рис. 11. Зависимость корреляционной размерности от размерности вложения ритмограммы частой экстрасистолии

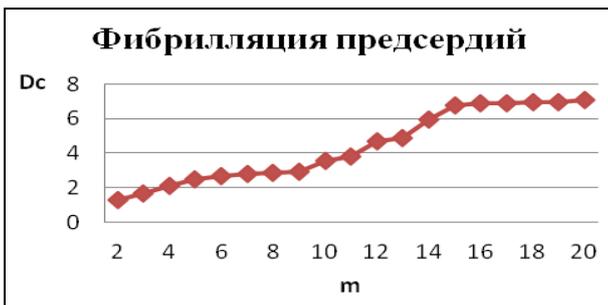


Рис. 12. Зависимость корреляционной размерности от размерности вложения ритмограммы мерцательной аритмии

Из рис. 10–12 следует, что насыщение кривой для НР наблюдается при значении $D_c = 2.5$, а размерность пространства вложения $m=10$, для ЧЭ $D_c = 4,8$, $m=16$ и для МА $D_c = 6,8$, $m=15$.

Результаты статистической обработки полученных значений размерности пространства вложения и корреляционной размерности для 50-ти реализаций представлены в таблице IV.

ТАБЛИЦА IV РЕЗУЛЬТАТ СТАТИСТИЧЕСКОЙ ОБРАБОТКИ ПОЛУЧЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ РАЗМЕРНОСТИ ПРОСТРАНСТВА ВЛОЖЕНИЯ

Вид ритма	Размерность пространства вложения, m	Корреляционная размерность, Dc
Нормальный ритм	8.60±0.89	2.06±0.46
Частая экстрасистолия	15.40±0.55	4.78±0.74
Фибрилляция предсердий	15.20±0.84	6.13±1.29

Такенс доказал, что система, реконструированная методом временных задержек по одной фазовой координате системы, сохраняет важнейшие динамические и геометрические свойства исходной, если выполняется неравенство: $m > 2[d] + 1$, где m – размерность пространства вложения, d – фрактальная размерность аттрактора исходной системы, $[]$ – целая часть.

По результатам таблицы полученных данных видно, что значения размерности пространства вложения и корреляционной размерности удовлетворяют данному неравенству.

В работе были получены значения размерности аттракторов сигналов ритмограмм двумя методами. Значения m полученные с помощью метода Грассберга-Прокаччия соответствуют полученным значениям с помощью метода ложных ближайших соседей, поэтому можно сделать вывод о возможности применения этих двух методов для оценки размерности пространства вложения сигналов сердечного ритма.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] MIT-BIH Arrhythmia Database. Available from MIT-BIH database distribution // Massachusetts Institute of Technology. URL: <http://www.physio-net.org/physiobank/database/mitdb>; <http://ecg.mit.edu>.
- [2] Nonlinear Biomedical Signal Processing / Edited by Metin Akay. Volume 2, Dynamic Analysis and Modelling. New York: IEEE. 2001.
- [3] Данилов Ю.А. Лекции по нелинейной динамике [Текст]. Москва, книжный дом «ЛИБРОКОМ», 2011. 208с.

Анализ интегрированных схемотехнических решений для устройств регистрации фотоплетизмографического сигнала

А. А. Анисимов

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
aanisimov@etu.ru

Abstract. The task of registering a high-quality pulse wave signal, especially in the process of active human activity, is quite complex and complex, which requires a special approach to the development of appropriate hardware solutions. Motor activity has a strong effect on the optical sensor, which causes noise and artifacts that impede further signal processing. Due to various factors depending on the individual characteristics of the organism (thickness of the skin, proximity of vessels to the skin surface, general hemodynamics), such sensors behave extremely unstable and require high energy costs to ensure a sufficient level of optical radiation. Various approaches are used to solve this problem: using several optical channels (LED array), increasing the brightness of LEDs (which significantly increases the current consumption and reduces the autonomy of the device), the use of additional hardware or software filtering (which leads to distortion of the pulse waveform and complicates selection of characteristic points of the signal). A comparative analysis and assessment of existing technical solutions for the implementation of the channel for registration of a photoplethysmographic signal is carried out.

Keywords: photoplethysmogram; pulse wave; registration methods; integrated circuits; filtering

I. ВВЕДЕНИЕ

Надежность работы современных систем мониторинга состояния пациента зависит во многом от функциональных возможностей каналов регистрации биологических сигналов. Основная сложность, возникающая при разработке, заключается в ограниченном количестве существующих датчиков и технических решений для предварительной обработки регистрируемых сигналов, что становится особенно важным при реализации носимых устройств, предназначенных для эксплуатации в условиях повседневной деятельности. Это накладывает особые ограничения на габариты устройства, время автономной работы и качество регистрируемых сигналов.

Применение современной элементной базы электроники, эффективное использование аппаратных ресурсов микропроцессорных устройств позволяет во многом решить данную проблему [1]. При этом для обеспечения минимального энергопотребления и

соблюдения необходимых метрологических характеристик нецелесообразно использовать при разработке каналов регистрации данных сборки на дискретных аналоговых, цифровых и комбинированных электронных компонентах (транзисторах, операционных усилителях, аналого-цифровых и цифро-аналоговых преобразователях и т.д.), для этих целей рекомендуется применять специализированные микросхемы аналоговых интерфейсов (Analog Front End, AFE) медицинского назначения.

Подобные электронные компоненты представляют собой интегрированные комбинированные аналого-цифровые схемы, позволяющие объединить в одной микросхеме блоки аналоговой обработки сигналов и блоки преобразования аналоговых сигналов в цифровой код. Размещение типовых блоков на одном кристалле позволяет уменьшить габариты разрабатываемого устройства, повысить качество регистрируемых сигналов и снизить энергопотребление всей системы, обеспечить гибкую настройку параметров регистрации в режиме реального времени, что особенно важно при разработке устройств непрерывного длительного мониторинга.

II. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ТИПОВОГО РЕШЕНИЯ

Самым важным достоинством интегрированных решений является возможность гибкой настройки режимов работы для обеспечения максимальной энергоэффективности. Среди настраиваемых параметров наиболее важными являются следующие:

Возможность отключения каналов регистрации сигналов (каждый из которых представляет собой отдельное устройство с входными каскадами, АЦП и регистрами хранения результатов преобразования). Отключенные каналы потребляют минимальное количество энергии (порядка единиц мкА) и могут быть задействованы в любой момент времени.

- Изменение частоты дискретизации по каждому из каналов регистрации сигналов;
- Изменение коэффициента усиления входного сигнала;

ТАБЛИЦА 1 СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МИКРОСХЕМ ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛА ФОТОПЛЕТИЗОГРАММЫ

Модель микросхемы	AFE4400	AFE4410	ADPD105	MAX86141	SI1153
Производитель	Texas Instruments	Texas Instruments	Analog Devices	Maxim Integrated	Silicon Labs
Рабочее напряжение, В	2–3,6	3–5,25	1,7–1,9	1,7–2	1,62–3,6
Собственное потребление, мкА	100	65	8	10	9
Количество каналов	1	3	4	2	3
Разрядность АЦП	22	24	14	19	23
Интерфейс	SPI	SPI, I ² C	SPI, I ² C	SPI	I ² C
Особенности	программируемый ток светодиодов (до 50 мА), встроенная схема обнаружения обрыва цепи, возможность оценки шумов освещения, настраиваемый трансимпедансный усилитель	режим параллельного включения двух светодиодов, программируемый ток светодиодов (до 200 мА), настройка режимов работы, встроенный трансимпедансный усилитель	три встроенные драйвера светодиодов, схема подавления окружающего освещения, широкий диапазон частоты дискретизации (0,122–3820 Гц)	три программируемые драйвера светодиодов, встроенная схема подавления окружающего освещения	три интегрированных драйвера светодиодов, программируемый ток светодиодов (5,6–360 мА), встроенный полосовой фильтр, монитор питания
Стоимость, \$*	2,95	2,68	2,51	3,35	2,3

а. *Данные с официальных сайтов компаний-производителей, цена указана за шт. при покупке более 1000 шт.

Микросхема AFE4490 позволяет производить гибкую настройку частоты синхронизирующих импульсов, как от внутреннего, так и от внешнего генератора и включает в себя АЦП высокого разрешения (22 бита), драйвер светодиодов с программируемым значением рабочего тока до 50 мА, позволяющий проводить настройку режима работы каждого светодиода и частоты дискретизации сигнала ПВ, систему контроля состояния электрической цепи фотодиода и светодиодов, а также входной трансимпедансный усилитель (ТИУ) с настраиваемым коэффициентом усиления и частоты среза ФНЧ. При этом, потребляемая микросхемой мощность не превышает 2,84 мВт в активном режиме и 0,1 мВт в спящем режиме. Пассивные LC-фильтры служат дополнительным средством обеспечения стабильности питания микросхемы. [2].

Следующее интересное решение – целое семейство микросхем фирмы Analog Devices ADPD103/105/107, представляющих собой схемы фотометрического входного интерфейса, каждая из которых содержит интегрированный 14-разрядный АЦП и 20-разрядный пакетный аккумулятор, работающий с конфигурируемыми драйверами светоизлучающих диодов. Аккумулятор предназначен для выдачи воздействия на светодиод и измерения соответствующего ответного сигнала. Это позволяет осуществлять крайне тонкую подстройку управляющих импульсов с конфигурируемыми параметрами за одну оптическую выборку. Данная схема аналогового входного интерфейса обладает наилучшими среди устройств данного класса показателями устранения смещения сигнала и воздействия модулированных помех, которые обычно возникают под воздействием окружающего света [3].

Отладочная плата с микросхемой ADPD103 (рис. 3) позволяет проводить регистрацию сигналов как с датчика, работающего на отражение (интегрирован в плату), так и с датчиков, работающих на просвет (в данной работе был использован датчик Nellcor DS100A).

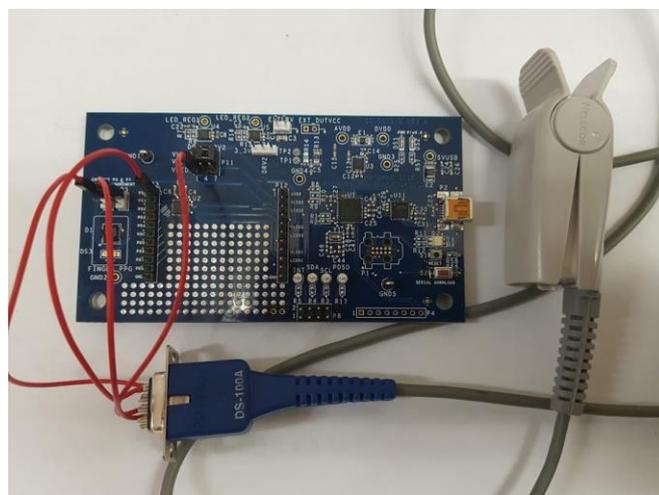


Рис. 3. Отладочная плата EVAL-ADPD103 с подключенным датчиком Nellcor DS100A.

На рис. 4 представлены полученные с отладочной платы сигналы. Даже при использовании датчика, работающего на отражение, микросхема позволяет получить достаточно качественную запись пульсовой волны, пригодной для дальнейшей обработки.

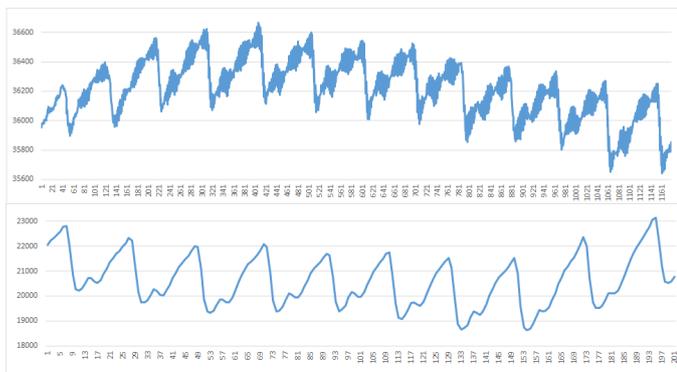


Рис. 4. Сигналы, полученные с микросхемы ADPD103. Вверху – зашумленный сигнал со встроенного датчика, внизу – с пальцевого датчика Nellcor DS100A.

Последнее из рассмотренных решений – датчик MAX30100, который представляет собой интегрированный сенсорный модуль, позволяющий с минимальными затратами реализовать портативный измеритель пульса и содержания кислорода в крови. Это единственная из рассмотренных выше микросхем, имеющая встроенный в единую конструкцию оптрон (светодиод и фотодиод, объединённые в едином корпусе). Это позволяет значительно уменьшить габариты устройства (для интеграции в полнофункциональную носимую измерительную систему потребуется минимальное количество дополнительных внешних компонентов), но при этом снижается возможность перестройки системы. В процессе измерений используется канал красного и инфракрасного света с регулируемой программным образом интенсивностью свечения и длительностью сеансов измерения [4].

Ток может меняться программным способом в диапазоне 0...50 мА, а длительность импульса может быть запрограммирована в диапазоне 69–411 мкс. При этом точность измерения и энергопотребление можно оптимизировать для конкретной задачи. На рис. 5 представлены сигналы пульсовой волны, полученные с использованием микросхемы MAX30100.

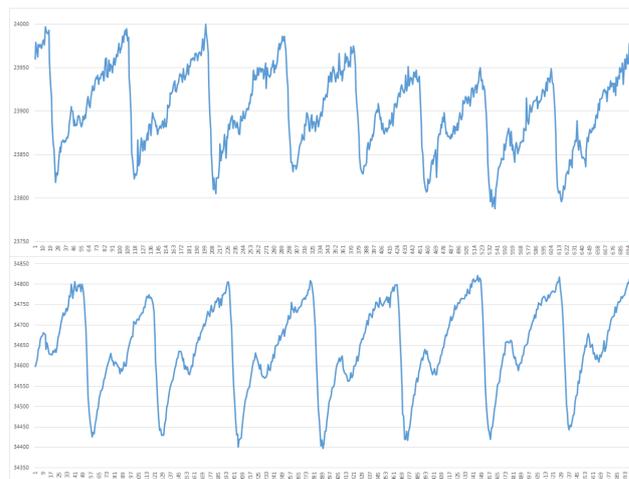


Рис. 5. Сигналы, полученные с микросхемы MAX30100. Вверху – зашумленный сигнал с красного светодиода, внизу – с инфракрасного светодиода.

В заключение можно сделать вывод, что новое поколение микросхем интегрированных аналоговых интерфейсов значительно упрощает создание устройств для регистрации сигнала фотоплетизмограммы для различных областей медицины, особенно при создании носимых систем контроля жизненно важных показателей здоровья. При этом они отличаются высоким быстродействием, доступностью и простотой использования при сохранении высокого качества регистрируемого сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Анисимов А.А. Применение микросхем аналогового входного интерфейса для измерения параметров дыхания / А.А. Анисимов, Ю.О. Боброва // Материалы XXVIII всероссийской научно-практической конференции студентов, молодых ученых и специалистов «Биомедсистемы-2014», 10–12 декабря 2014, г. Рязань, Россия. Рязанский государственный политехнический университет. 2014. С. 251-255
- [2] AFE4400. [Электронный ресурс]. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. – URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/afe4400.pdf> (дата обращения: 04.06.2018).
- [3] ADPD103. [Электронный ресурс]. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. – URL: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/user-guides/EVAL-ADPD103Z-UG-947.pdf>
- [4] MAX30100. [Электронный ресурс]. Систем. требования: Adobe Acrobat Reader. – URL: <https://datasheets.maximintegrated.com/en/ds/MAX30100.pdf>

Разработка модуля для измерения скорости потока воздуха

Е. А. Федоров, Н. Г. Калинин

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
eafedorov@stud.eltech.ru, kalinin.ng@protonmail.com

Abstract. In this paper, the first stage of the development of an apparatus for testing ventilators is presented. It includes the development of the installation measuring the velocity of the air. In the course of the work, two methods of measuring speed were considered: ultrasonic and the method of measuring velocity by the difference in pressure using a narrowing device.

Keywords: air flow measurement; mechanical ventilation; ultrasound; venturi tube

I. ВВЕДЕНИЕ

Разработка модуля для расчета потока необходима для дальнейшего проектирования устройства, предназначенного для проверки аппаратов искусственной вентиляции легких (ИВЛ).

Аппарат искусственной вентиляции легких – это медицинский прибор, основная функция которого заключается в принудительной подаче кислорода, воздушной смеси или необходимого препарата в газообразной форме в легкие пациента. Основная цель данных процедур заключается в насыщении крови кислородом, удалении углекислого газа из легких или в достижении необходимой концентрации препарата в крови при наркозе.

Современные аппараты ИВЛ – это высокотехнологичное медицинское оборудование. И так как они обеспечивают поддержку или замещение жизненно важной функции организма, необходим контроль точности работы данных аппаратов.

На сегодняшний день на российском рынке проверочных устройств представлены устаревшие модели, например, КП-3м. Данное оборудование уже не отвечает современным требованиям: имеет малое количество измеряемых параметров, низкую информативность, большие размеры. Зарубежные устройства (например, Citrex H4) обладают гораздо большими возможностями, однако, при этом являются крайне дорогостоящими (около 900000 руб.).

Так как аппарат ИВЛ имеет большое количество параметров, которые необходимо регистрировать, было принято решение разделить план разработки на этапы.

Первым, который непосредственно реализуется в данной работе, является создание системы, способной измерять скорость воздушного потока, а затем обрабатывать полученные данные и выводить значения, необходимые для оценки работы вентилятора.

Существует большое количество методов измерения скорости потока: ультразвуковой [1], термоанемометры [2], чашечные анемометры, измерение перепада давления с использованием различных сужающих устройств [3, 4, 5].

В процессе реализации были рассмотрены два метода измерения: ультразвуковой и метод измерения перепада давления с использованием трубки Вентури.

II. УЛЬТРАЗВУКОВОЙ МЕТОД

A. Разработка

В ультразвуковом методе использовались две разнонаправленные ультразвуковые волны. Так как ультразвуковая волна является механическим колебанием воздуха, то при распространении ультразвуковой волны по движущемуся потоку воздуха, ее скорость изменится. К скорости ультразвука будет добавляться или вычитаться скорость потока воздуха, в зависимости от их взаимного направления. При сонаправленном движении скорости будут складываться, при противоположном вычитаться.

Таким образом, при использовании пары датчиков, можно вычислить скорость воздуха по следующему выражению: $V_{\text{возд}} = (c_1 - c_2) / 2$, где c_1 и c_2 – скорости звука волн двух разнонаправленных пар датчиков. Так же по полученному значению, в зависимости от знака, можно определить направление потока воздуха по трубке.

B. Реализация

Тестовое устройство представляло из себя следующую конструкцию: трубку, внутри которой были размещены две пары датчиков (два приемника и два излучателя), управляющее устройство (платформа Arduino) и ПК.

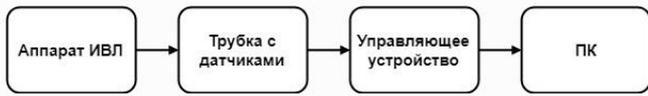


Рис. 1. Структурная схема тестового устройства

Принцип работы следующий: аппарат ИВЛ, к которому присоединено проверяющее устройство, направляет поток воздуха, затем, при помощи пары датчиков, по УЗ методу, управляющее устройство вычисляет поток воздуха, полученные данные выводятся в графическом и числовом виде на ПК с помощью программы написанной в среде разработки MatLab. Блок-схема программы приведена на рис. 2.



Рис. 2. Блок-схема устройства основанного на УЗ методе

В тестовом устройстве в качестве управляющего устройства было принято решение использовать платформу Arduino, так как она имеет удобную среду разработки, можно быстро вносить правки в код программы и сразу же прошивать контроллер с помощью ПК через USB порт, а также за доступность и простоту. В качестве УЗ-датчиков были выбраны HC-SR04. Принципиальная схема тестового устройства приведена на рис. 3.

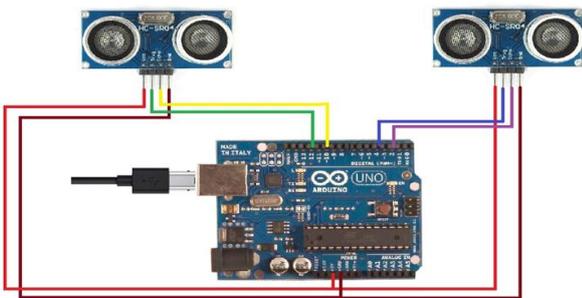


Рис. 3. Принципиальная схема тестового устройства

С. Анализ полученных данных

В ходе реализации данного способа возник ряд проблем: невысокая точность измерения используемого управляющего устройства, низкая точность имеющихся датчиков, а также чувствительность самого метода.

На рис. 4 видны сильные колебания значений. В данном случае это может быть объяснено тем, что УЗ-волны могли накладываться друг на друга, тем самым вызывая сильные помехи. Верхний график – скорость потока, нижний – время прохождения УЗ-импульсов двух датчиков расстояния от передатчика до приемника.

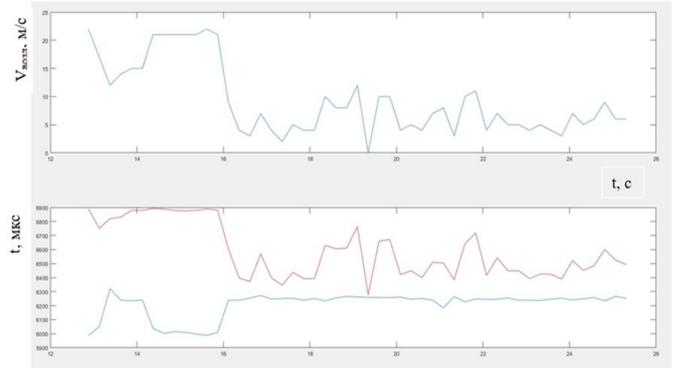


Рис. 4. Колебания кривых скорости потока и времени УЗ-импульсов

Иногда удавалось получить качественно верные данные (рис. 5). Время прохождения УЗ-импульсов расстояния от передатчика до приемника двух пар датчиков изменялось обратно пропорционально, что говорит о правильной регистрации данных (так как в одном направлении волны скорость больше за счёт потока, а в другом меньше на скорость самого потока). Однако значение самого потока некорректно, так как время УЗ-импульсов различно, следовательно, и их разность в состоянии покоя будет не нулевой.

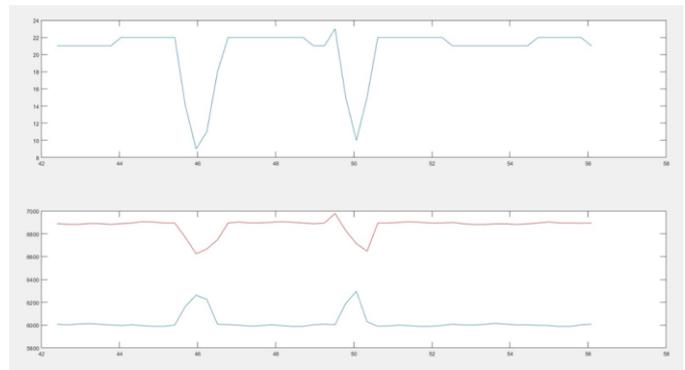


Рис. 5. Качественно верные кривые скорости потока

По итогу проделанных испытаний было принято решение отказаться от использования данного метода для создания устройства по проверке аппаратов ИВЛ, так данный метод во многом зависит от точности датчиков, и таймеров, которые считают время импульса. Использование более точных датчиков невозможно в наших условиях, так это влечет за собой большие траты.

Однако, сам метод видится нам достаточно перспективным и удобным в реализации, так же он может иметь высокую точность измерений, при удачном подборе датчиков и управляющего устройства.

III. МЕТОД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПЕРЕПАДА ДАВЛЕНИЯ

A. Трубка Вентури

Трубка Вентури представляет собой устройство для измерения расхода или скорости потока газов и жидкостей, представляющее собой трубу с горловиной, включаемую в разрыв трубопровода.

В основе принципа действия трубки Вентури лежит эффект Вентури – явление уменьшения давления в потоке жидкости или газа, когда этот поток проходит через суженный участок трубы, что, в свою очередь, является прямым следствием действия закона Бернулли.

Трубка Вентури, схема которой показана на рис. 6, состоит из входного конуса конфузора (2), горловины (3) и диффузора (4). Для выравнивания давления на периферии горловина и входной конус имеют кольцевые усредняющие камеры (1), в нижней части которых устанавливают приспособления для спуска жидкости или газа.

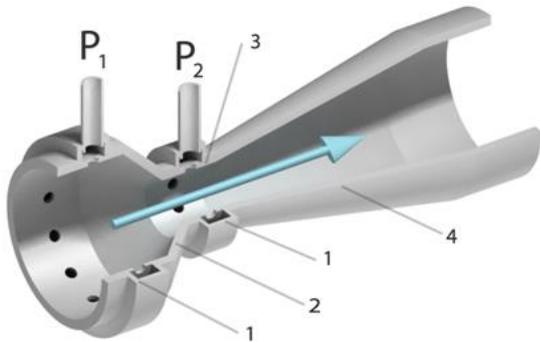


Рис. 6. Трубка Вентури

Отводы от трубы подключают к дифференциальному манометру.

B. Математическая модель

Формула для расчета объемного расхода среды:

$$Q_v = E \cdot C \cdot \varepsilon \cdot \frac{\pi \cdot d^2}{4} \cdot \left(\frac{2 \cdot \Delta p}{\rho} \right)^{0.5}, \quad (1)$$

где E – коэффициент скорости входа, C – коэффициент истечения, ε – коэффициент расширения, d – диаметр отверстия сужающего устройства, Δp – перепад давления на сужающем устройстве, ρ – плотность воздуха.

Коэффициент расширения для трубки Вентури рассчитывается следующим образом:

$$\varepsilon = \sqrt{\left(\frac{\gamma \cdot \left(1 - \frac{\Delta p}{p} \right)^{\frac{2}{\gamma}}}{\gamma - 1} \right) \cdot \left(\frac{1 - \beta^4}{1 - \beta^4 \cdot \left(1 - \frac{\Delta p}{p} \right)^{\frac{2}{\gamma}}} \right) \cdot \left(\frac{1 - \left(1 - \frac{\Delta p}{p} \right)^{\frac{\gamma-1}{\gamma}}}{1 - \left(1 - \frac{\Delta p}{p} \right)} \right)},$$

где γ – показатель адиабаты, β – относительный диаметр отверстия СУ ($\beta = d/D$, где D – внутренний диаметр входной части трубки).

Значение коэффициента скорости входа определяется по формуле: $E = 1 / \sqrt{1 - \beta^4}$.

Коэффициент истечения труб Вентури зависит от числа Re , которое само зависит от расхода среды, поэтому уравнение для расчета расхода является неявным. В этом случае значение расхода может быть получено методом итераций.

Итерационный процесс рекомендуется проводить по числу Re . Для этого уравнение расхода (1) записывают в общем неявном виде относительно числа Re :

$$Re = \frac{Re^*}{C'} \cdot C, \quad (2)$$

где C' – коэффициент истечения, рассчитанный для значения числа Re , равного 10^6 (равен 0,984), Re^* – модифицированное число Рейнольдса, которое рассчитывают по формуле:

$$Re^* = \frac{1}{D \cdot \mu} \cdot d^2 \cdot C' \cdot E \cdot \varepsilon \cdot \left(\frac{2 \cdot \Delta p}{\rho} \right)^{0.5}, \quad (3)$$

где μ – динамическая вязкость среды:

$$\mu = 1,717 \cdot 10^{-5} \cdot \left(\frac{T}{273} \right)^{0,683}.$$

Уравнение расхода с учетом формулы (2) может быть решено в следующей последовательности:

а) рассчитывают C' и, применяя формулу (3), вычисляют значение

б) рассчитывают коэффициент истечения C при числе $Re = Re^*$:

$$C = 0,991 - \frac{0,0014 \cdot 10^6}{Re}$$

и вычисляют первое приближение для числа Re по формуле:

$$Re_1 = \frac{Re^*}{C} \cdot C$$

в) рассчитывают относительную разность δ_1 значений Re и Re^* по формуле:

$$\delta_1 = \frac{Re_1 - Re^*}{Re_1}$$

и проверяют выполнение равенства:

$$|\delta_1| \leq 10^{-4} \quad (4)$$

Если неравенство верно, то значение Re_1 принимают как решение уравнения (2). В другом случае определяют новое приближение до тех пор, пока неравенство (4) не будет верно [4].

С. Реализация

Трубка Вентури была смоделирована в программе КОМПАС 3D с габаритными размерами 195x30x30 мм (рис. 7), после чего предполагается её печать на 3D-принтере.

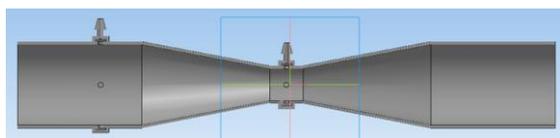


Рис. 7. Модель трубки Вентури

Для определения абсолютного давления используется датчик BMP180, выбранный из соображений доступности. Дифференциальное давление измеряется с помощью соответствующего датчика модели MPXV7002DP, имеющего высокую точность 1 В/кПа и пределы измерения дифференциального давления от -2.5 кПа до 2.5 кПа.

Информация с датчиков собирается с помощью Arduino Uno и отправляет на ПК, где путем обработки значений программой, созданной в среде MATLAB, значения калибруются и выводится график потока воздуха.

Функциональная схема установки показана на рис. 8.

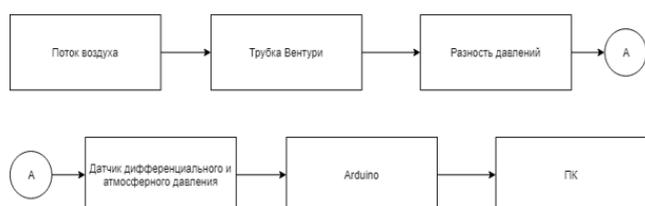


Рис. 8. Функциональная схема тестового устройства

Принципиальная схема изготовленного макета представлена на рис. 9.



Рис. 9. Принципиальная схема тестового устройства

Д. Анализ полученных данных

В результате анализа и обработки данных полученным этим методом оказалось, что все значения являются качественно верными: сигнал повторяет предполагаемую форму кривой расхода, верно реагирует на плавные и резкие выдохи. Так, на рис. 10 можно видеть кривые построенные с помощью тестовой модели в процессе эксперимента. Выдохи производились с различной скоростью, что правильно отображалось на кривых. Например, можно наблюдать зафиксированный резкий выдох на нижнем графике (девятый пик). Также, производилось сравнение данных графиков с графиками, полученными с помощью устройства Citrex H4 (аппарат был включен в контур потока). Данный эксперимент подтвердил правильность построения кривых. Кроме того, сигнал имеет очень слабые помехи и сам метод может давать очень точные результаты. Поэтому принято решение использовать именно этот метод для реализации итогового устройства.

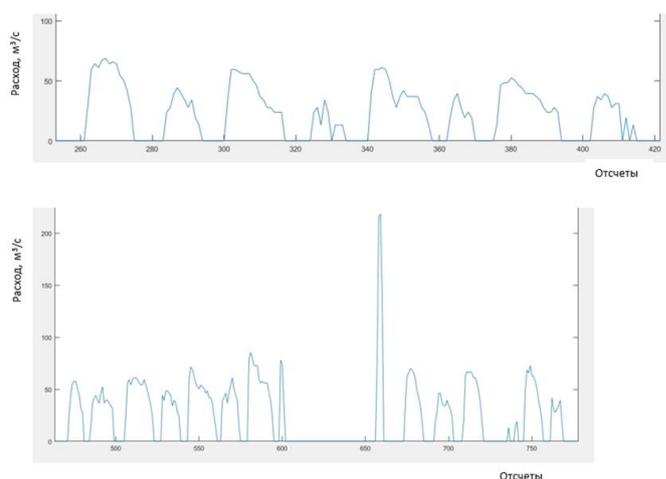


Рис. 10. Графики расхода воздуха

Однако, добиться численно верных значений пока не удается. Максимальный расход воздуха во время выдоха составил примерно $200 \text{ м}^3/\text{с}$, что очень далеко от истинного значения (среднее значение для мужчины 20 лет ростом 180 см, согласно нормам пикофлоуметрии,

0,0087 м³/с). Это может свидетельствовать о неправильно подобранных значениях параметров среды (динамической вязкости, показателя адиабаты). Также требуется внесение корректировок в рассчитываемые коэффициенты (коэффициент скорости входа, коэффициент расширения, коэффициент истечения), и в метод расчета приближений числа Re. Это будет реализовано на дальнейших этапах разработки.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] I.J. O'Sullivan, W.M.D. Wright, Ultrasonic measurement of gas flow using electrostatic transducers, *Ultrasonics*, Volume 40, Issues 1–8, 2002, Pages 407–411. (<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0041624X02002597>)
- [2] F Mailly, A Giani, R Bonnot, P Temple-Boyer, F Pascal-Delannoy, Foucaran, A Boyer, Anemometer with hot platinum thin film, *Sensors*

- and Actuators A: Physical, Volume 94, Issues 1–2, 2001, Pages 32–38. (<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0924424701006689>)
- [3] W. Jitschin, M. Ronzheimer, S. Khodabakhshi, Gas flow measurement by means of orifices and Venturi tubes, *Vacuum*, Volume 53, Issues 1–2, 1999, Pages 181–185. (<http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0042207X98003522>)
- [4] Измерение расхода и количества жидкостей и газов с помощью стандартных сужающих устройств – Комплекс межгосударственных стандартов ГОСТ 8.586.1-2005 – ГОСТ 8.586.5-2005
- [5] Одноплоскостной датчик скорости воздушного потока / Панов А.П., Серов А.Н., Мочегов И.Н. // Известия ТулГУ. Технические науки 2014 год, №12-2 Стр. 94–102.
- [6] Измерительные системы расхода и количества жидкости и газа переменного перепада давления: обзор и анализ достижений за последние десятилетия / Ж.А. Даев // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. 2017. № 2 (20). С. 19–24.

Неинвазивные методы детектирования индикаторных веществ в задачах биоэкологии

Е. А. Михарев¹, А. Ю. Лунёв²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
¹egor250697@mail.ru, ²LunevAU@yandex.ru

Аннотация. Целью данной работы является исследование веществ индикаторов, таких как: метилмеркаптан (CH₃SH), метан (CH₄), углекислого газа (CO₂), в задачах анализа биоэкологического состояния объектов. Использование метода рамановской спектроскопии позволит создавать новые скрининговые методы диагностики заболеваний и мониторинга экологической обстановки. В данной работе представлены результаты исследования спектральных характеристик некоторых индикаторных веществ и оценена перспективность методов по оценке психофизического состояния и экологической обстановки, основанных на детектировании этих веществ.

Ключевые слова: меркаптан; метан; углекислый газ; СКР; рамановская спектроскопия

I. ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время в мире активно развиваются методы диагностики психофизического состояния людей в персонализированной клинической медицине и скрининговые методы анализа состояния индивидуума в толпе, а также состояние групп людей. В то же время проблема мониторинга экологической обстановки так же нуждается во внимании.

На основе анализа существующей по данным вопросам литературы можно говорить о том, что такие вещества как

Работа выполнена при финансовой поддержке МинОбрНаукиРФ, Грант RFMEFI57518X01800 05.575.21.0180.

метил-меркаптан, метан, углекислый газ могут являться универсальными индикаторными веществами.

II. ИССЛЕДОВАНИЕ ИНДИКАТОРНЫХ ВЕЩЕСТВ

Для исследования концентрации индикаторных веществ в составе газов наиболее удачным оказался метод спонтанного комбинационного рассеяния (СКР). Данный метод позволяет с достаточной точностью определять концентрацию легких газообразных молекул-метаболитов типа CO₂, CH₄ и CH₃SH, а также изотопомеров этих молекул, содержащих такие стабильные изотопы как ¹³C, ¹³CO₂/¹²CO₂, ¹³CH₄/¹²CH₄. Преимущества этого метода состоят в том, что он позволяет проводить долговременный мониторинг таких соединений, в том числе многокомпонентный, осуществлять исследования динамики изменения концентраций в режиме реального времени, которые могут осуществляться без накопления или обогащения анализируемой газовой смеси.[8]

А. Исследование индикаторных веществ в выдыхаемом воздухе.

Важнейшим фактором существования живых организмов является их газообмен с окружающей средой. Состав выдыхаемого воздуха тесно связан с процессами происходящими в организме, что дает возможность рассматривать состав выдыхаемого воздуха как диагностический критерий. На данный момент известно,

что выдыхаемый воздух здорового человека является смесью около 1 тыс. летучих соединений, из которых примерно 400 органических. Известно, что стресс оказывает влияние на как на многие процессы жизнедеятельности человека, так и на состав выдыхаемого воздуха в частности.

В ходе исследования были получены рамановские сдвиги изотопов $^{12}\text{CO}_2$, $^{13}\text{CO}_2$ и смесь (рис. 1). А так же получены значения предельных концентраций для CO_2 и CH_4 в выдыхаемом воздухе. Для CO_2 такая концентрация составила 2.3 – 3.5 ppb. Разброс значений объясняется тем, что скорость потока, температура, влажность выдыхаемого воздуха являются время зависимыми переменными и оказывают влияние на детектируемые индикаторные вещества.[7]

В. Исследование индикаторных веществ в окружающей среде

Общеизвестно, что для поддержания нормального процесса газообмена человек должен дышать воздухом с концентрацией углекислого газа на уровне 0,03 – 0,04%. При концентрации углекислого газа выше 0,1% (1000 ppm - ПДК углекислоты в помещении для длительного пребывания) возникает общее ощущение дискомфорта, а при концентрации выше 15% появляется риск ларингоспазма.

Меркаптан и метан так же являются веществами-индикаторами экологической обстановки. Так наличие превышения концентраций этих веществ в воздухе показывает уровень загрязнения почвы, а в случае свалочных полигонов может являться индикатором уровня разложения отходов. [3, 5–6].

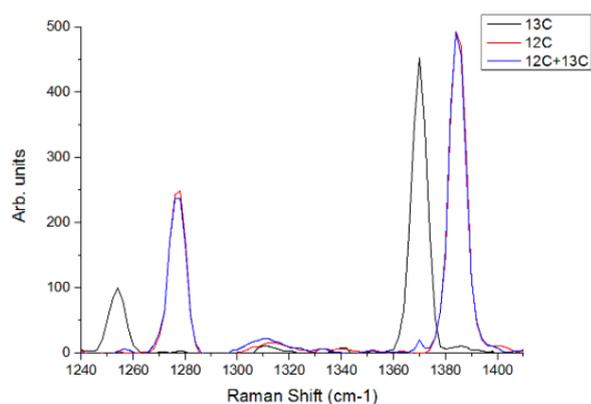


Рис. 1. Рамановские сдвиги изотопов $^{12}\text{CO}_2$, $^{13}\text{CO}_2$ и смесь

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Полученные рамановские сдвиги индикаторных веществ дают возможность измерять их концентрацию в выдыхаемом воздухе и в составе атмосферы.

Исходя из анализа литературы по данной теме можно утверждать что метил-меркаптан, метан и углекислый газ являются индикаторами психофизического состояния человека. Исследование данных индикаторных веществ позволит создавать новые доступные скрининговые неинвазивные методы диагностики ряда заболеваний ЖКТ, сердечно-сосудистых заболеваний и онкологических. [1–2]

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Filaretova L, Bagaeva T, Morozova O. Stress and the Stomach: Corticotropin-Releasing Factor May Protect the Gastric Mucosa in Stress Through Involvement of Glucocorticoids. *Cell Mol Neurobiol.* 2012 Jul;32(5):829-836. doi: 10.1007/s10571-012-9800-z. Epub 2012 Feb 1. PubMed PMID: 22290156.
- [2] Filaretova, Ludmila & Morozova, O & Laszlo, F & Morschl, Eva & Zelena, Dóra. (2013). Does chronic stress enhance the risk of diseases?. *Endocrine regulations.* 47. 177-88. 10.4149/endo_2013_04_177..
- [3] Maillefer, Sarah & Lehr, Corinne & R. Cullen, William. (2003). The analysis of volatile trace compounds in landfill gases, compost heaps and forest air. *Applied Organometallic Chemistry.* 17. 154 - 160. 10.1002/aoc.409.
- [4] Hibbard T, Killard AJ. Breath ammonia levels in a normal human population study as determined by photoacoustic laser spectroscopy. *J Breath Res.* 2011 Sep;5(3):037101. doi: 10.1088/1752-7155/5/3/037101. Epub 2011 Jun 7. Review. PubMed PMID: 21654023.
- [5] Tansel, Berrin & Inanloo, Bahareh. (2019). Odor impact zones around landfills: Delineation based on atmospheric conditions and land use characteristics. *Waste Management.* 88. 39-47. 10.1016/j.wasman.2019.03.028.
- [6] Hoheisel, Antje & Yeman, Christiane & Dinger, Florian & Eckhardt, Henrik & Schmidt, Martina. (2019). An improved method for mobile characterisation of $\delta^{13}\text{C}/\text{CH}_4$ source signatures and its application in Germany. *Atmospheric Measurement Techniques.* 12. 1123-1139. 10.5194/amt-12-1123-2019.
- [7] Grishkanich A.S., Chubchenko Y., Elizarov V.V., Zhevlakov A.P., Konopelko L.A. SRS-sensor $^{13}\text{C}/^{12}\text{C}$ isotopes measurements for detecting *Helicobacter Pylori*. *Proceedings of SPIE.* 2018. Vol. 10488. pp. 104881A.
- [8] Chubchenko Y., Konopelko L.A., Elizarov V.V., Grishkanich A.S., Zhevlakov A.P., Kolmakov E., Tishkov V. Raman sensor with isotopic resolution for medical applications. *Proceedings - International Conference Laser Optics 2018, ICLO 2018.* 2018. pp. 572.

Исследование процессов фотоактивации фуллеренов в задачах биоэкологии

А. Ю. Лунёв¹, Е. А. Михарев²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹LunevAU@yandex.ru, ²egor250697@mail.ru

Abstract. Purpose of this work is to study the processes of photoactivation of fullerenes for photodynamic effects. The use of fullerene derivatives is unjustified for photodynamic effects, both due to their lower efficiency for the formation of singlet oxygen due to the disruption of the electron shell of the fullerene core, and from the point of view of their complex and expensive synthesis. Photosensitizers based on fullerenes of a new generation have been developed, in which the listed problems have been partially or completely solved. This paper presents the results of a study of the physicochemical properties of these photosensitizers and evaluates the feasibility of using them in bioecology, in particular, the creation of a new method for water disinfection.

Keywords: fullerene; photosensitizers; singlet oxygen; OAF

I. ВВЕДЕНИЕ

При лазерной активации и подаче невысокого напряжения, оксид графена и фуллерены генерируют активные формы кислорода, в частности синглетный кислород. Генерируемые АФК реагируют с липидами бактериальной клетки, белками и нуклеиновыми кислотами. Это приводит к разрушению мембран, деградации белков и разрывам в ДНК, что в свою очередь запускает оксидативный стресс, остановку пролиферации клеток и запуск процессов апоптоза (клеточной гибели). Также данный метод решает проблему сохранения спор бактерий и выделения эндотоксинов бактерий в воду после разрушения клеток путём деградации молекул. По окончании облучения и снятия напряжения с оксид-графенового слоя, синглетный кислород переходит в неактивную триплетную форму, а нестабильная перекись водорода распадается на воду и молекулярный кислород [1–3].

Использование производных фуллеренов неоправданно для фотодинамического воздействия, как, вследствие их меньшей эффективности для образования синглетного кислорода из-за нарушения электронной оболочки фуллеренового кодра, так и с точки зрения сложного и дорогостоящего их синтеза. Разработаны фотосенсибилизаторы на основе фуллеренов нового

Работа выполнена при финансовой поддержке МинОбрНаукиРФ, Грант RFMEFI57518X01800 05.575.21.0180.

поколения, в которых перечисленные проблемы были частично или полностью решены [4, 5].

II. МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

На основе анализа существующей по данному вопросу литературы для фотосенсибилизаторов на основе фуллеренов были разработаны следующие требования: хорошая смачиваемость водными средами; возможность сохранения высокой эффективности генерации синглетного кислорода фуллеренами в гетерогенных условиях; простота получения и воспроизводимость физико-химических свойств; химическая и физическая устойчивость твердофазных фуллеренсодержащих фотосенсибилизаторов под действием излучения в водных средах; технологичность их практического использования в процессах инактивации вирусов; извлекаемость фотосенсибилизаторов из биологической среды после процедуры фотодинамического воздействия

A. Исследуемые фотосенсибилизаторы

В работе были исследованы:

- Микрочастицы кристаллического фуллерена и его водная суспензия, представленного на рис. 1.
- Аморфный фуллерен и его водная суспензия
- Микрочастицы силикагеля с нанесенным на них слоем фуллерена и их водная суспензия
- Пластины с нанесенным на них слоем фуллерена

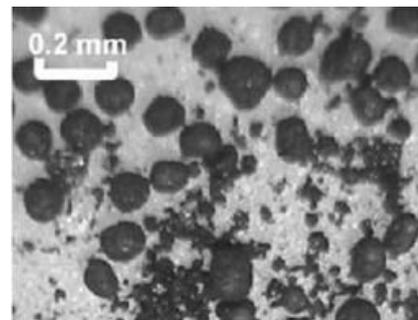


Рис. 6. Микрофотография кристаллического фуллерена

В. Ход исследования

В ходе данной работы были исследованы спектральные характеристики аморфного и кристаллического фуллерена, метод получения которых описан в [6]. Спектр поглощения композиции аморфного и кристаллического фуллерена приведен на рис. 2

Генерация синглетного кислорода при облучении суспензий или пластин с покрытиями, помещенными в жидкости, была исследована путем наблюдения временных зависимостей сигналов люминесценции на длине волны $\lambda = 1270$ нм, соответствующей максимуму спектральной полосы перехода ${}^1\Delta_g \rightarrow {}^3\Sigma_g^-$ молекулы O_2 . Вторая гармоника излучения неодимового лазера на длине волны $\lambda = 532$ нм с длительностью импульса $\tau = 10$ нс использовалась как возбуждающее излучение. Схема эксперимента показана на рис. 3. Пластина с исследуемой поверхностью помещалась в емкость с жидкостью под некоторым наклоном относительно оптической оси. Емкость была помещена в блокирующую свет камеру. Возбуждающий луч излучения проник в емкость через цветной фильтр и вошел в открытую емкость сверху, исключая, таким образом, возможность возбуждения люминесценции стенок емкости. Люминесцентное излучение собиралось линзой на германиевом фотодиоде через интерференционный фильтр с максимумом полосы пропускания при $\lambda = 1270$ нм.

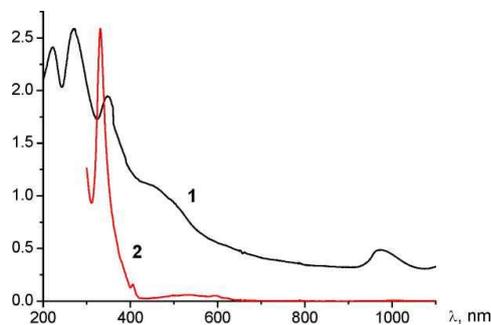


Рис. 2. Спектр поглощения водной суспензии частиц композиции аморфного и кристаллического фуллерена

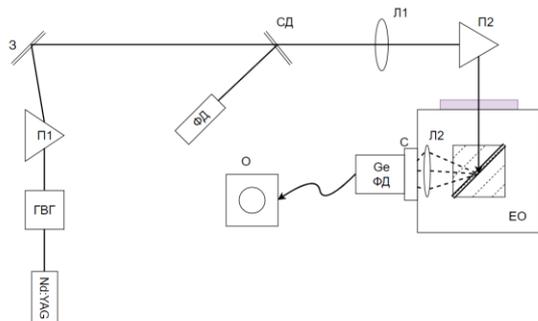


Рис. 3. Схема исследования генерации синглетного кислорода. Nd:YAG – источник излучения, ГВГ – генератор второй гармоники, З – зеркало, СД – светоделитель, Л1, Л2 – линзы, О – осциллограф, П1, П2 – призмы, ЕО – Емкость с образцом, Ge ФД – германиевый

III. РЕЗУЛЬТАТЫ

Полученный спектр поглощения суспензии характерен для агрегированного состояния фуллеренов [7].

Однако при использовании фотосенсибилизатора в виде частиц небольшого размера для инактивации вирусов в вязких биологических средах, в частности, в плазме крови, будут возникать неминуемые проблемы с полной отделением и фильтрации фотосенсибилизатора. Для решения данной проблемы предлагается использование фотосенсибилизаторов на основе поверхностей содержащих фуллерен. Такие поверхности не подвержены агрегации при фотодинамическом воздействии [8]. Также использование таких поверхностей позволяет создать новый метод по очистке воды.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Iakovlev, A., Grishkanich, A., Kascheev, S., Ruzankina, J., Afanasyev, M., & Hafizov, N. (2017, February). Inactivation pathogenic microorganisms in water by laser methods. In Proc. of SPIE Vol (Vol. 10065, pp. 100650Y-1).
- [2] Grishkanich A. et al. Study methods for disinfection water for injection //Biophotonics: Photonic Solutions for Better Health Care V. International Society for Optics and Photonics, 2016. Т. 9887. С. 98873К.
- [3] Grishkanich A. et al. Laser inactivation of pathogenic viruses in water //SPIE BiOS.–International Society for Optics and Photonics. – 2016. – С. 97090U-97090U.
- [4] PHOTOPHYSICAL PROPERTIES OF PORPHYRIN PHOTOSENSITIZERS Dadeko A.V., Murav'eva T.D., Starodubtsev A.M., Kris'ko T.K., Bagrov I.V., Belousova I.M., Gorelov S.I., Dobrun M.V., Ponomarev G.V. Optics and Spectroscopy. 2015. Т. 119. № 4. С. 633-637.
- [5] РАЗРАБОТКА ТЕХНОЛОГИИ ФОТОИНАКТИВАЦИИ ПАТОГЕНОВ В ГЕМОКОМПОНЕНТАХ Голованова И.С., Муравьева Т.Д., Бессмельцев С.С., Стародубцев А.М., Штро А.А., Бурылев В.В., Чеботкевич В.Н., Четкин А.В. Трансфузиология. 2014. Т. 15. № 2. С. 54-55.
- [6] Belousova I. et al. Fullerene C60 and graphene photosensibles for photodynamic virus inactivation //Optical Interactions with Tissue and Cells XXIX. – International Society for Optics and Photonics, 2018. – Т. 10492. С. 1049215.
- [7] SOLID-PHASE PHOTOSENSITIZERS BASED ON FULLERENE C60 FOR PHOTODYNAMIC INACTIVATION OF VIRUSES IN BIOLOGICAL LIQUIDS Belousova I.M., Danilov O.B., Muraveva T.D., Kiselyakov I.M., Rylkov V.V., Kris'ko T.K., Kiselev O.I., Zarubaev V.V., Sirotkin A.K., Piotrovskii L.B. Journal of Optical Technology. 2009. Т. 76. № 4. С. 243-250.
- [8] Grishkanich A. et al. Integrated oxide graphene based device for laser inactivation of pathogenic microorganisms //Biophotonics and Immune Responses XIII. – International Society for Optics and Photonics, 2018. Т. 10495

Программный модуль для информационной поддержки врача-невролога при лечении детей с нарушениями мозгового кровообращения

Г. А. Машевский¹, Е. А. Смирнова²

Санкт-Петербургский государственный
электротехнический университет

«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹Aniket@list.ru, ²myemail.ekaterina@yandex.ru

А. В. Алборишвили

Детская городская клиническая больница №5

им. Н. Ф. Филатова

missalexpo@gmail.com

Аннотация. Рассмотрен программный модуль для информационной поддержки лечебно-диагностического процесса направленного на детей с нарушением мозгового кровообращения. Отмечена актуальность темы, рассмотрены информационная модель представления знаний и возможности разрабатываемой программы.

Ключевые слова: система поддержки принятия решений; инсульты у детей раннего возраста; оптимизация лечебно-диагностического процесса

I. АКТУАЛЬНОСТЬ ПРОБЛЕМЫ

Одной из актуальных проблем современной медицины является лечение детей, перенесших инсульт. Её значимость определяется высокой степенью смертности и инвалидизации вследствие перенесенного сосудистого события, а также возросшей частотой встречаемости педиатрических инсультов [1]. Частота детских инсультов в зависимости от возраста колеблется в широких пределах – средний показатель 2–3:100 000 детей до 14 лет в год. Максимальное количество случаев – 38% зарегистрировано у детей до 3 лет жизни, с наибольшей частотой до 28 дня жизни. Встречаемость в подростковом возрасте 15–18 лет – не более 1% [2]. Исходя их приведённых выше данных, можно сделать вывод о том, что в настоящее время инсульт в детском и подростковом возрасте более не является редкой или экзотической патологией. Острые нарушения мозгового кровообращения (ОНМК) встречаются у детей с более высокой частотой, чем опухоли центральной нервной системы, и входят в число десяти ведущих причин летальных исходов у пациентов в возрасте от 5 до 24 лет. [3]

Диагностика данной патологии на ранних стадиях её развития представляет значительную сложность. Это связано, как с неспособностью ребёнка адекватно описать собственное состояние, так и неспецифическим характером многих симптомов детских инсультов, которые могут быть приняты за результаты усталости или других

причин, характерных для его возраста. Кроме того отмечается, что могут присутствовать только клинические проявления, общая симптоматика иногда отсутствовала. В итоге это приводит к тому, что нередко патология обнаруживается только при прошествии определённого времени с момента возникновения инсульта. Поэтому при обнаружении каких-либо симптомов ребенок должен быть срочно госпитализирован для проведения диагностики и назначения адекватного лечения. [1, 3]

Другой проблемой является выбор оптимальной тактики лечения. После поступления ребёнка в стационар лечащий врач должен в максимально сжатые сроки принять решение о необходимых видах терапии. На практике, однако, эта задача осложняется тем, что, некоторые лекарственные препараты и терапевтические методики, эффективные при определённых видах инсульта, окажутся малоэффективными при других его видах, либо же их применение окажется невозможным из-за каких-то сопутствующих патологий ребёнка, например наличия у ребёнка лекарственной или пищевой аллергии. Кроме того, в зависимости от этиологии перенесённого инсульта может возникнуть потребность в проведении дополнительных обследований. В результате увеличивается объём медицинских данных, которые врач должен постоянно держать в своём уме, может потребоваться дополнительный расход времени на ознакомление со справочной литературой и увеличивается риск ошибочного решения.

Одним из возможных решений, способных потенциально снизить остроту рассмотренных выше проблем могла стать систематизация накопленной информации об особенностях организации лечебно-диагностического процесса детей, перенесших инсульт и создание информационной системы на основе подобной базы знаний. Таким образом, целью данной работы является разработка программного модуля для оптимизации тактики последующего лечения ребенка с ОНМК.

II. ИНФОРМАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ И ПРОГРАММНЫЙ МОДУЛЬ

Для достижения поставленной цели, нами были собраны и представлены в структурированном виде данные о клиническом действии лекарственных препаратов в различных состояниях ребёнка и их совместимости между собой. Также было установлено, какие виды терапии и дополнительные обследования являются оптимальными при том или ином виде инсульта. В качестве модели представления знаний были выбраны деревья решений.

Все данные были занесены в файл Excel для дальнейшей реализации программы. Он содержит в себе виды симптомов с разделением на системы, которые поражаются при конкретном виде заболевания, по которым производится дальнейшая классификация на группы заболеваний, которые в свою очередь делятся на определенные нозологические формы, т.е. конкретные виды и подтипы патологий. В зависимости от установленного клинического случая осуществляется вывод списков с рекомендуемой дифференциальной, лабораторной и инструментальной диагностикой, а также перечень возможных методик лечения с указанием противопоказаний.

Принимая во внимание, что в настоящее время в медицине постоянно разрабатываются новые виды диагностик и методов лечения детских инсультов, поэтому в разработанном программном модуле имеется возможность добавления новых медицинских данных.

Программный модуль был реализован на основе языка программирования Python с использованием графической библиотеки Tkinter, позволяющей создавать программы с оконным интерфейсом. Эта библиотека является интерфейсом к популярному языку программирования и инструменту создания графических приложений tcl/tk. Данный выбор определялся преимуществом Python по сравнению с другими языками программирования, заключающемся в простоте и удобстве, в его удобочитаемости и универсальности. На рисунке 1

представлена экранная форма главного окна разработанного программного модуля.

При выборе нужной системы симптомов информация о симптомах, относящихся к выбранной системе, отображается в поле "Симптомы". При нажатии на кнопку "Очистить" происходит автоматическое удаление выбранных данных, а при выборе кнопок "Добавить выбранные" или "Добавить все" осуществляется соответственно добавление только одной системы симптомов или сразу нескольких.

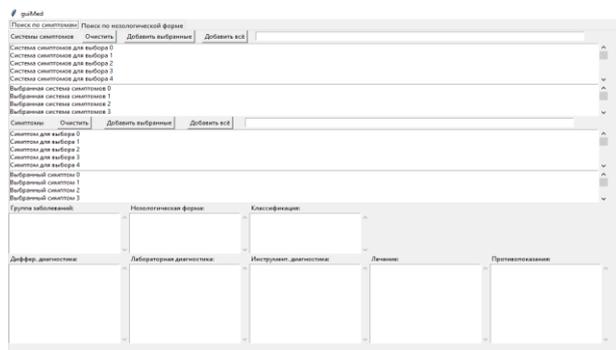


Рис. 1. Главное окно программы

Таким образом, применение рассмотренного программного модуля способствует уменьшению информационной нагрузки на врача-невролога, поможет в постановлении точного диагноза по состоянию пациента, а также даст рассмотреть перечень возможных подходов к диагностике заболеваний и назначить наилучшую тактику лечения с учетом противопоказаний.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Белозорова И.С. Особенности реабилитации детей после перенесенных церебральных ишемических инсультов. 2018., 825с
- [2] Колтунов И.Е., Щедеркина И.О. Проблема инсульта у детей: актуальность и перспективы, 2016.
- [3] Ибрагимов М.Ф., Хабиров Ф.А., Хайбуллин Т.И., Гранатов Е.В. Современные подходы к реабилитации больных, перенесших инсульт, 2012 г., с.1-6.

Особенности регистрации медико-биологических данных с применением акселерометрических датчиков

Т. С. Токарчук, Ю. О. Боброва

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Аннотация. В работе рассмотрены преимущества применения пассивного метода мониторинга активности пациентов. Приведены основные критерии выбора пассивным датчиков для заявленных целей. Представлен сравнительный анализ двух типов акселерометрических датчиков

Ключевые слова: удаленный мониторинг; физическая активность; акселерометр

I. ОСНОВНЫЕ ВИДЫ МЭМ-АКСЕЛЕРОМЕТРОВ, ПРИМЕНЯЕМЫЕ ДЛЯ РЕГИСТРАЦИИ АКТОГРАФИИ

Актография – метод автоматической регистрации двигательной активности. Различают дифференцированную, и общую актографию. Первая обеспечивает регистрацию специфической двигательной активности, вторая регистрацию двигательной активности организма в целом. Системы регистрации актографического сигнала разделяются по виду входного воздействия. К примеру, в опытах с обезьянами в суборбитальных полетах, для регистрации их движения в целом использовался эффект возникновения ЭДС индукции на датчиках при движении животного с закрепленным магнитами. Также советскими учеными для регистрации движений головы космонавта использовались сейсмокардиографические датчики, основой которого является система с пьезоэлектрическим элементом.

В настоящее время огромную популярность приобрели датчики движения, входным сигналом которых является скорость и ускорение объекта. Отличительной особенностью данных устройств является их компактность и стоимость за счет налаженного производства микроэлектромеханических систем (МЭМС).

Основное применение датчики движения нашли в промышленности, а именно в авиации для определения положения летающего аппарата в пространстве и в строительстве. В медицине датчики движения используются редко, однако некоторые методики включают использование акселерометров. К примеру, в баллистокордиографии используются измерительные модули, основанные на акселерометрах с целью

регистрации движения тела вследствие работы сердца. Также в повседневной жизни все чаще появляются устройства использующие модули измерения движения, например, джойстики с контролем положения и транспортные средства вроде гироскутеров. Из применения следует, что датчики движения можно разделить по габаритам или, что тесно связано, по назначению. Акселерометры МЭМ в отличие от обычных имеют значительно меньшие размеры, что позволяет их использовать в бытовых электронных устройствах. Обычные же датчики ускорения могут выдерживать и измерять ударные нагрузки и сильные вибрации, работая в широком диапазоне температур, что делает труднозаменяемыми в некоторых отраслях промышленности.

Современные МЭМ акселерометры разделяют по физическому принципу детектирования ускорений, однако широкое распространение получили только 3 вида:

1. Пьезоэлектрические, основой которых является пьезокристалл. Деформации кристалл приводят к появлению на нем разности потенциалов. Такие акселерометры имеют широкий диапазон частот и выдерживают значительные нагрузки. Однако пьезоэффект возникает только в момент деформации, что не позволяет измерять статические ускорения наподобие гравитационного. Также пьезоэлектрические акселерометры из-за значительного сопротивления пьезокристалла и малой разности потенциалов при деформации требуют высокоомного соединения со схемой.

2. Пьезорезистивные своими характеристиками не сильно отличаются от ПЭА, имея столь же малую термостабильность и стабильность смещения. Однако получение полезного электрического сигнала происходит на мостовой схеме с пьезорезистивными элементами, при этом нет необходимости использования высокоомного подключения. Также присутствует возможность самотестирования акселерометров и измерения статических нагрузок.

3. Емкостные – самый распространенный вид МЭМ акселерометров. Принцип действия заключается в

измерении реакции измерительной ячейки, состоящей из сложного конденсатора с переменной емкостью на зондирующий сигнал. При измерении ускорения инерционная масса двигает нестатичную обкладку конденсатора, вследствие чего меняется емкость. При этом емкостные конденсаторы не имеют проблем, связанных с природой пьезоэффекта, а именно имеют конструкторскую легкость при подключении в цепь и возможность самотестирования. Также основными преимуществами является высокая термостабильность. Недостатком можно назвать сложность конструкции, однако при налаженном производстве это фактор не оказывает значительного влияния.

Таким образом, современные малогабаритные измерительные модули целесообразно конструировать с емкостными акселерометрами, за счет их стабильности отсутствия требований в схемах высокоомного подключения.

Одним из этапов разработки модуля регистрации актографического сигнала является имитационное моделирование. Цель которого получение оценочных данных с помощью создания симуляции работы реального прибора. Анализ данных позволяет сделать заключение о возможности эксплуатации модуля для получения достоверных результатов.

II. ОСОБЕННОСТИ ВЫБОРА ДАТЧИКОВ НА ПРИМЕРЕ РЕГИСТРАЦИИ ПОДВИЖНОСТИ ПЛОДА

Биофизические условия и функциональное развитие плода могут быть отражены в изменениях его движений.

В современной клинической медицине существует ряд методик контроля подвижности плода, которые включают в себя методы самоконтроля, а также методы с применением активных и пассивных технических средств регистрации. Активные средства анализа фетальной подвижности плода реализованы в системе регистрации кардиоотографии (КТГ) которая сочетает в себе совокупность методов, основанных на применении ультразвуковых датчиков, регистрирующих частоту сердечных сокращений плода и тензометрических датчиков, оценивающие тонус матки [2]. Однако использование ультразвука рекомендуется только в течение ограниченного периода времени, в соответствии с принципом ALARA (as low as reasonably achievable), используя самую низкую акустическую мощность в течение кратчайшего времени, необходимого для получения адекватного результата

Пассивные методы обнаружения движения плода на основе акселерометров и акустических датчиков являются безопасными. Более того, параметры акселерометра необходимые для адекватного снятия актографического сигнала находятся в разумных пределах. К примеру, спектр полезной составляющей актографического сигнала лежит в диапазоне от 1 до 20 Гц, в то время как, собственная частота современных акселерометров исчисляется единицами и десятками килогерц.

В настоящий момент предложено несколько различных решений, основанных на применении акселерометра для диагностики подвижности плода. Первоначально регистрация производилась при помощи 4 трехосных акселерометров. Однако данная методика показала достаточно низкий уровень специфичности (50%) и помехозащищенности.

Выбор акселерометров производится по следующим основным критериям:

- Диапазон измерения
- Оси измерения
- Чувствительность
- Полоса пропускания
- Тип выходных данных
- Спектральная плотность шума

Передняя брюшная стенка достаточно тонкая, что позволяет регистрировать любой толчок между плодом и стенкой. Экспериментально проверено, что акселерометры с диапазоном измерения в $\pm 3g$, $\pm 4g$ справляются с поставленной задачей. Увеличение диапазона измерения влечет за собой уменьшение чувствительности, которая, в свою очередь, определяет уровень выходного сигнала за единицу ускорения свободного падения.

Акселерометр измеряет проекции ускорений на координатные оси X, Y и Z. Большинство микроэлектромеханических (МЭМ) акселерометров определяют 3 проекции на оси, однако, специализированные комплексные датчики положения могут измерять, как одну, так, две и три проекции.

Полоса пропускания не превышает механической собственной частоты и, как правило, регулируется выходными фильтрами. Разрешение показывает минимальную величину обнаруживаемого ускорения и может быть улучшено изменением полосы пропускания. Однако, используя аналоговые датчики, последним параметром качества является разрешение АЦП. Использование полосы пропускания с верхней границей выше 100 Гц при регистрации актографического сигнала не рационально.

Широкое применение, в том числе и в медицине, нашли акселерометры компании Analog Devices. Для регистрации актографического сигнала в разных работах использовались датчики ускорения ADXL330 и ADXL345 [3]. Основные параметры акселерометров представлены в таблице 1.

ТАБЛИЦА I СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК АКСЕЛЕРОМЕТРОВ

	ADXL330	ADXL345
Выход датчика	<i>Аналоговый</i>	<i>Цифровой</i>
Диапазон ускорения, g	± 3	$\pm 2, \pm 4, \pm 8, \pm 16$
Полоса пропускания, Гц	<i>0.5-550 ось Z</i>	<i>0.05-1600</i>
Чувствительность	<i>300mV/g</i>	<i>256, 128, 64, 32 LSB/g</i>
Оси измерения	<i>3, X Y Z</i>	<i>3, X Y Z</i>
Спектральная плотность шума	<i>350 $\mu g/\sqrt{Hz}$</i>	<i>1.1 LSB</i>

Основываясь на данных проведенного анализа, можно отметить, что явным преимуществом первичных преобразователей с использованием цифровых акселерометров является отсутствие необходимости во внешней фильтрации и оцифровывании. Что значительно увеличивает компактность сборки устройства, а впоследствии и размер одной измерительной единицы. На рис. 1 представлена структурная схема первичного преобразователя, базирующийся на применении акселерометрического датчика.

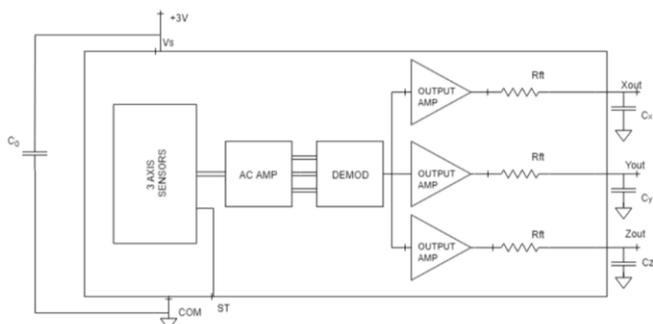


Рис. 1. Структурная схема системы регистрации актограммы на основе системы акселерометров

Следует также учитывать, что большинство датчиков движения предназначены для использования на твердых поверхностях и регистрация сигнала с мягкой поверхностью брюшной полости может повлиять на конечный результат. Существуют два основных метода, используемые для подавления большого уровня шума. Во-первых, это одновременное использование нескольких преобразователей. Во-вторых, следует использовать

вторичный регистратор (преимущественно на груди или бедрах) для обнаружения и компенсации материнских артефактов. Полученный сигнал может быть обработан с использованием алгоритма идентификации движения плода. Эти алгоритмы включают в себя фильтрацию сигнала на частоте от 0,3 до 60 Гц в зависимости от специфики движения плода. Эластичный и жидкий характер брюшной стенки, вероятно, ограничивает передачу низкочастотные отклонения (<200 Гц). Материнские артефакты, которые должны быть исключены, часто обладают более высокой амплитудой по сравнению с полезным сигналом. Для их компенсации требуется более сложная обработка сигнала.

Однако, несмотря на проблемы обработки полученных данных, методика регистрации активности плода с помощью актографа позволяет безопасно реализовывать этот метод для длительного мониторинга за счет использования пассивных датчиков и, тем самым, отсутствия негативного воздействия на плод, что часто встречается в альтернативных методах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Khlif M. S. H. et al. A passive DSP approach to fetal movement detection for monitoring fetal health //Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), 2012 11th International Conference on. IEEE, 2012. С. 71-76.
- [2] Боброва Ю.О. Особенности применения метода пассивной регистрации фетальных движений // Энергосбережение и эффективность в технических системах Материалы V Международной научно-технической конференции студентов, молодых учёных и специалистов. 2018. С. 383-384.
- [3] Lai J. et al. Performance of a wearable acoustic system for fetal movement discrimination //PloS one. 2018. Т. 13. №. 5. С. e0195728.

Секция 11. «Измерения в радиоэлектронике и связи»

Методика калибровки высоковольтных мостов и измерителей параметров изоляции и диэлектриков

М. Д. Клионский

ФГУП «Всероссийский НИИ метрологии им. Д.И. Менделеева»
m.d.klionsky@vniim.ru

Abstract. A procedure of calibration high voltage measuring devices for loss tangent (D) and accompanying quantities – capacitance (C), relative dielectric permittivity (ϵ), isolation resistance (R_{isol}) and specific resistance (ρ) at DC is elaborated. Methods and applied standards are considered. Containing gas dielectric capacitors and developed at VNIIM multivalued loss tangent standards as D and C standards are used. High resistance box R for R_{isol} calibration is applied. Calibration for ϵ and ρ fulfilled with help of capacitance standards and the same resistance box. Expressions for re-computation of ϵ and ρ to C and R are given. Main operations of calibration, measurement results processing and uncertainty calculation are presented.

Keywords: calibration; high voltage measurements; loss tangent; capacitance; insulation resistance; dielectric permittivity; uncertainty of measurements

I. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Разработана методика калибровки, распространяющаяся на высоковольтные мосты, измерители параметров изоляции и измерители параметров диэлектриков (далее – приборы) в диапазоне измерений емкости (C) от 1 пФ до 1 мкФ и тангенса угла потерь (D , $\text{tg}\delta$) при напряжении переменного тока промышленной частоты от 100 В до 100 кВ. Основным измеряемым параметром этих приборов является тангенс угла потерь, (емкость, как правило, является сопутствующим параметром). Приборы могут дополнительно измерять относительную диэлектрическую проницаемость (ϵ) в диапазоне от 1 до 30; при напряжении постоянного тока измерять сопротивление изоляции ($R_{\text{из}}$) в диапазоне от 1 МОм до 100 ГОм и удельное объемное

электрическое сопротивление (ρ) в диапазоне от 2 МОм·м до 20 ГОм·м.

По данной методике проводится калибровка приборов аналогичного назначения, но имеющих другие названия: измерители тангенса угла диэлектрических потерь трансформаторного масла, измерители проводимости трансформаторного масла, измерители тангенса угла диэлектрических потерь диэлектриков, измерители тангенса угла потерь и удельного электрического сопротивления жидких диэлектриков.

В состав прибора могут входить одна или несколько измерительных ячеек, калибровку которых проводят по согласованию с владельцем прибора. Калибровку измерительных ячеек проводят в соответствии с Методикой калибровки мер электрической емкости (ВНИИМ).

При калибровке определяют следующие характеристики: отклонение показаний калибруемых приборов от действительного значения измеряемой величины (абсолютное отклонение Δ или относительное отклонение δ) и устанавливают расширенную неопределенность измерений: абсолютную $U(D)$ – по тангенсу угла потерь; относительную $U(C)_0$, $U(R_{\text{из}})_0$, $U(\epsilon)_0$ и $U(\rho)_0$ – по емкости, сопротивлению изоляции, относительной диэлектрической проницаемости и удельному электрическому сопротивлению соответственно.

II. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЙ

В основу методики калибровки положен метод прямых измерений калибруемым прибором мер емкости, тангенса угла потерь и большого сопротивления (R). При наличии у прибора функции измерения относительной диэлектрической проницаемости или удельного электрического сопротивления применяют косвенные методы, заключающиеся в измерении C или R и дальнейшем пересчете их в ϵ и ρ .

Для этого применяют следующие средства измерений (СИ): высоковольтные многозначные меры тангенса угла потерь МПВ-1 и МПВ-5 разработки ВНИИМ, измерительные газонаполненные конденсаторы КГИ и меру-имитатор сопротивления Р40116. Меры МПВ охватывают диапазон D от $1 \cdot 10^{-5}$ до 1 при емкости от 100 пФ до 100 нФ и напряжении 0,5–10 кВ частотой 50 Гц. Измерительные конденсаторы КГИ имеют D близкий нулю (несколько единиц на 10^{-6}) и работают при напряжении до 100 кВ. Мера-имитатор Р40116 имеет диапазон 10 кОм–1 ТОм.

При калибровке по емкости и тангенсу угла потерь учитывались требования [1, 2]. Измерения проводят на каждом десятичном поддиапазоне емкости при одном значении емкости и нескольких значениях тангенса угла потерь, близких началу, середине и концу диапазона D. Если верхний предел измерений D превышает 0,1, то измерения в конце диапазона D допускаются проводить при D=0,1. Испытательное напряжение устанавливают равным значению, при котором были поверены эталонные меры.

При калибровке по относительной диэлектрической проницаемости [2] предварительно рассчитывают, каким значениям емкости соответствуют нижний и верхний пределы измерений ϵ . Расчет ведут по формуле $C = \epsilon \cdot C_я$, где $C_я$ – воздушная емкость измерительной ячейки, входящей в состав прибора, пФ (указывается в руководстве по эксплуатации (РЭ) или определяется экспериментально). Затем производят измерения емкости и тангенса угла потерь. Например, в измерителях DTL и DTL-C (ф. BAUR, Австрия) $C_я \approx 70$ пФ, диапазон $\epsilon = 1 - 30$. Тогда $C = 70 - 2100$ пФ.

При калибровке по сопротивлению изоляции измерения проводят не менее, чем при пяти значениях, равномерно распределенных по диапазону, например, для диапазона от 1 МОм до 100 ГОм проверяемые значения: 1; 50; 100 МОм; 10; 50 ГОм. В качестве эталона используют меру-имитатор Р40116.

При калибровке по удельному электрическому сопротивлению предварительно рассчитывают, каким значениям сопротивления соответствуют нижний и верхний пределы измерений ρ . Расчет ведут по формуле $R = \rho \cdot \epsilon_0 / C_я$, где ϵ_0 – электрическая постоянная, равная 8,852 пФ/м. Измерения проводят при трех значениях R, соответствующих началу, середине и концу диапазона ρ . Вместо значения R, соответствующего концу диапазона, допускается использовать меру с меньшим значением сопротивления. В качестве эталона используют ту же меру-имитатор Р40116. Пример: в упомянутых

измерителях DTL и DTL-C диапазон $\rho = 2,5 - 2 \cdot 10^4$ МОм·м. Тогда $R = 0,1265 \rho$ (МОм·м) = 0,32 МОм–2,5 ГОм.

III. УРАВНЕНИЕ ИЗМЕРЕНИЯ И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ КАЛИБРОВКИ

Уравнение измерения имеет вид $\Delta = A_x - A_э$, где Δ – отклонение показаний калибруемого прибора от действительного значения измеряемой величины; A_x – показание калибруемого прибора; $A_э$ – значение параметра эталонной меры. В каждой проверяемой точке проводят n измерений (не менее трех), за результат измерений принимают среднее арифметическое. Рассчитывают Δ , используя вместо A_x среднее арифметическое \bar{A}_x . Для емкости, относительной диэлектрической проницаемости, сопротивления изоляции и удельного электрического сопротивления рассчитывают относительное отклонение δ по формуле, %: $\delta = (\Delta / \bar{A}_x) \cdot 100$.

Рассчитывают по известным формулам среднее квадратическое отклонение результата измерений (соответствует стандартной неопределенности по типу A – u_1). Источником этой неопределенности в основном является дискретность отсчета в младшем разряде калибруемого прибора. Рассчитывают стандартную неопределенность по типу B – u_2 , обусловленную неточностью калибровки эталона. Если характеристика точности эталона выражена в виде доверительной погрешности γ , то $u_2 = \gamma / 2$; если приводится предел допускаемой погрешности γ_1 , то $u_2 = \gamma_1 / \sqrt{2}$.

Суммарную стандартную неопределенность для результатов измерений емкости, тангенса угла потерь и сопротивления изоляции u_{c1} рассчитывают по формуле

$$u_{c1} = \sqrt{u_1^2 + u_2^2}.$$

Суммарную стандартную неопределенность для результатов измерений относительной диэлектрической проницаемости u_{c2} рассчитывают по формуле

$$u_{c2} = \sqrt{(u_1 / C_я)^2 + u_2^2 + (u_3 \cdot \epsilon / C_я)^2},$$

где u_3 – стандартная неопределенность, обусловленная неточным знанием воздушной емкости измерительной ячейки, входящей в состав прибора.

Суммарную стандартную неопределенность для результатов измерений удельного электрического сопротивления u_{c3} рассчитывают по формуле

$$u_{c3} = \sqrt{(u_1 \cdot C_я / \epsilon_0)^2 + u_2^2 + (u_3 \cdot R / \epsilon_0)^2}.$$

Расширенную неопределенность U рассчитывают по формуле $U = k \cdot u_c$. Относительную расширенную неопределенность U_0 рассчитывают по формуле $U_0 = k \cdot u_c / \bar{A}_x$

Коэффициент охвата k принимают равным 2.

Разработанная методика калибровки распространяется на широкий круг высоковольтных СИ и является

универсальной, в отличие от методик поверки, которые разрабатываются для каждого типа СИ в отдельности.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] ГОСТ Р 8.686-2009. ГСИ. Мосты переменного тока уравновешенные. Методика поверки

[2] Особенности поверки измерителей тангенса угла потерь / М.Д. Клионский, К.И. Шипелев // Сб.тр. 72-й науч.-техн. конф., посвященной Дню радио, Санкт-Петербург, 20-28 апреля 2017 / СПб, Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2017, с. 512-514.

[3] Клионский М.Д. Повышение точности измерений диэлектрической проницаемости при частотах от 50 Гц до 10 МГц// АПЭП-2016, том 3, ч. 1, с. 38-43, Новосибирск, 2016.

Выбор методов, средств и методик измерений

А. И. Синяков, А. М. Федоров
СПб филиал Академии СМС (учебный)
annabeiss@mail.ru

Abstract. The main principles of election of methods, means and techniques of measurements are considered.

Keywords: metrology; technique; election, method

Важнейшими показателями качества измерений выступают единые условия их выполнения. Такое единство включает в себя множество показателей, условий и характеристик выполнения измерений. При этом принципиальным показателем выступают условия, проявляющиеся при выборе единиц измеряемых величин, принятых в Российской Федерации постановлением Госстандарта России [1], идентичным международной системе единиц, функционирующей в большинстве государств мира. Исключение составляют некоторые страны, бывшие колониями или экономически зависящими от крупных государств, имевших свои системы единиц измерения, а также сами эти крупные государства. К ним относятся Великобритания и другие страны, в которых исторически и экономически возникли особенности и несообразности перехода на международную систему единиц измерения. К числу таких величин относятся отдельные единицы, употребляемые в различных направлениях техники и других областях деятельности. Сюда следует отнести различные виды измерений: мили, дюймы и некоторые единицы дюльных (малых) и кратных (больших) единиц.

Все единицы подразделяются на основные и производные. Первые возникли относительно произвольно, исходя из потребностей жизнедеятельности общества. К их числу следует отнести выбор единиц расстояний (длин), массы и моментов (интервалов) времени. В дальнейшем число основных единиц увеличивалось в соответствии с потребностью в образовании более точных производных величин, число которых превышает сотни.

Вторым важнейшим показателем качества выполнения измерений выступает правильность и достоверность

выбора методов, средств и методик выполнения измерений. Этот выбор зависит в основном от качества материалов и характеристик интенсивности энергий. При этом от сложности видов измерений зависят требования к профессиональным качествам метрологов и исполнителей измерений. Так, некоторые виды измерений доступны даже лицам дошкольного возраста. При этом под методами измерений понимаются основные принципы и характеристики, положенные в основу создания средств измерений, начиная от первичных эталонов и их прослеживаемости посредством рабочих эталонов и образцовых средств измерений до рабочих средств для измеряемых объектов мироздания. Под ними понимаются значимые объекты природы, ее явлений и состояний, также различные проявления флоры и фауны, включая зверей, птиц, рыб и других представителей животного мира. Важнейшими показателями средств измерений выступают точность и надежность выполнения измерений, установленные метрологами и исполнителями измерений. Верификация этих факторов требует высокой квалификации разработчиков средств измерений и методик их выполнения в зависимости от показателей и характеристик измеряемых объектов мироздания. Показатели точности и надежности выполнения измерений должны соотноситься с соответствующими показателями исследуемых объектов. Принятые показатели точности и надежности должны отражать соответствующие показатели исследуемых объектов. Это требует высокой квалификации метрологов и исполнителей измерений в их практической деятельности, принципы которой определяются в меру знаний и умений разработчиков средств измерений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] ОК 015-94. Общероссийский классификатор единиц измерений. Введен 01.01.1996, изменения от 1997, 1999, 2000 гг.

[2] Корнеева Т. В. Толковый словарь по метрологии, измерительной технике и управлению качеством. М.: Русский язык, 1990.

Субъективные способы оценки наблюдения объектов мироздания

А. И. Синяков, А. М. Федоров
СПб филиал Академии СМС
annabeiss@mail.ru

Abstract. Some subjective ways of evaluation of observing for world objects are considered.

Keywords: *evaluation of aspects; quality parameters; objects of observation*

Важным субъективным способом оценки различных показателей качества наблюдаемых объектов мироздания является качественный. К числу его объектов относятся многочисленные представители природы, ее явлений и состояний, флоры и фауны, включая зверей, животных, птиц, рыб и насекомых, растений и других объектов мироздания, включая жизнедеятельность членов общества на Земле и в окружающем ее космосе.

Существенным способом оценки нечисловых показателей измеряемых величин наблюдаемых объектов является присвоение им словесных характеристик (сладко, кисло, горько, вкуснее, ярче, зеленее, краснее, крупнее, мельче, яснее, выше, ниже и др.), позволяющих выработать определенную условную шкалу качественных показателей наблюдаемых объектов мироздания и заложить основу унификации многообразия качественных оценок наблюдаемых объектов, существенных оценок их качества, присущих им возможностей. Это касается самых различных объектов окружающего человека мира и существенно разнообразит представления членов общества об условиях их жизнедеятельности.

Важным проявлением субъективности представлений и характеристик можно назвать обозначения цвета, состоящие из семи основных цветов, в русском языке определяемых мнемоническим правилом: «каждый охотник желает знать, где сидит фазан». Такие способы первичной классификации и упорядочения можно

обнаружить и в отношении ко многим другим субъективным показателям качества обследуемых объектов мироздания. В дальнейшем по мере расширения знаний и умений человечества число субъективных оценок, определяющих наблюдаемые объекты, постепенно расширялось, что в итоге закономерно привело к проблеме унификации, верификации и уточнения субъективных оценок реальных объектов. В этом можно усмотреть принципиально начало формирования потребности в науке метрологии. Интересно отметить, что тенденция к росту числа субъективных оценок и запрос на их верификацию характерны и для метрологической деятельности в наше время.

Субъективные способы наблюдений за различными объектами аналогичны способам косвенных измерений величин, состоящих из двух последовательных операций, фиксирующих результаты повторных измерений. На первом этапе в органах чувств человека (глазах, органах слуха, обоняния, осязания) возникают сигналы, отражающие реальные наблюдаемые объекты. Эти сигналы по нервным каналам передаются в мозг человека, где они преобразуются в набор характеристик наблюдаемых объектов, поддающийся категоризации и сопоставлению с другими объектами мироздания. При этом мозг человека выполняет функции эталона, в котором генетически или опытно фиксируются наблюдаемые объекты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Корнеева Т. В. Толковый словарь по метрологии, измерительной технике и управлению качеством. М.: Русский язык, 1990.

Сравнительный анализ метрологических характеристик прецизионных мер электрического сопротивления

И. А. Самодуров¹, А. В. Плошинский²
 ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева»
¹I.A.Samodurov@vniim.ru, ²A.V.Ploshinsky@vniim.ru

Abstract. The investigation results of precision electrical resistance measures, with nominal values from 1 Ω to 100 kΩ and different types, conducted at VNIIM for the period from 1990 are presented in this article. A comparative analysis of the research results revealed the optimal areas of application of each type of measure in the

Keywords: precision resistance measure; reference resistance standard; verification scheme of resistance measurements

I. ВВЕДЕНИЕ

В связи с предстоящим переутверждением государственной поверочной схемы для средств измерений электрического сопротивления во ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева» были подведены итоги многолетних исследований прецизионных мер электрического сопротивления различных типов.

II. ИЗМЕРИТЕЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ

Исследования проводились на аппаратуре Государственного первичного эталона единицы электрического сопротивления с использованием мостовой установки УМКС-1 и мостов-компараторов 6010Q и 6622А. В качестве объекта исследования использовались меры электрического сопротивления следующих типов: P321, P331, МС3003, МС3009, МС3020, МС 3050, МС 3050М, FLUKE 742А в диапазоне номинальных значений от 1 Ом до 100 кОм. В процессе измерения осуществлялся контроль температуры мер сопротивления в масляных и воздушных термостатах с помощью платиновых термометров. Анализ метрологических характеристик, используемых приборов, с учетом внешних факторов влияния (температура, мощность рассеивания и т.д.) показал, что суммарная неопределенность измерений лежит в пределах от 1 до 0,01 мкОм/Ом в зависимости от номинального значения и типов мер.

При подведении исследований были также использованы результаты международных ключевых и двусторонних сличений с ведущими метрологическими лабораториями мира (Франция, Германия, США, Канада, Англия).

III. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

Результаты исследований приведены в табл. 1, 2, 3, 4.

ТАБЛИЦА I РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ P321, P331

Тип меры	Диапазон номинальных значений	Средний дрейф номинального значения за 40 лет, мкОм/Ом	ТКС, К ⁻¹ ·10 ⁻⁶
P321, P331	1 Ом	5	20 - 2
	100 Ом	0,8	
	100 кОм	6	

ТАБЛИЦА II РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ МС3003, МС3009, МС3020

Тип меры	Диапазон номинальных значений	Средний дрейф номинального значения за 30 лет, мкОм/Ом	ТКС, К ⁻¹ ·10 ⁻⁶
МС3003, МС3020, МС3009	100 Ом	0,05	5 - 0,2
	1 кОм	0,08	
	12,9 кОм	0,07	

ТАБЛИЦА III РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ МС 3050, МС 3050М

Тип меры	Диапазон номинальных значений	Средний дрейф номинального значения за 15 лет, мкОм/Ом	ТКС, К ⁻¹ ·10 ⁻⁶
МС 3050, МС 3050М	1 Ом	2,5	3 - 0,2
	100 Ом	0,5	
	100 кОм	1,8	

ТАБЛИЦА IV РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ FLUKE 742A

Тип меры	Диапазон номинальных значений	Средний дрейф номинального значения за 10 лет, мкОм/Ом	ТКС, К ⁻¹ ·10 ⁻⁶
FLUKE 742A	1 Ом	0,08	0,2 - 0,02
	100 Ом	0,09	
	100 кОм	1,2	

VI. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенных исследований рекомендуется учитывать при рассмотрении вопроса об использовании конкретного типа меры в определенном звене переутвержденной поверочной схемы. Например, в качестве высшего звена поверочной схемы могут быть использованы меры, показавшие хорошую годовую нестабильность и высокую сохраняемость метрологических характеристик при транспортировании, подтвержденные двусторонними сличениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Ploshinsky A., Tarbeyev Yu., Khahamov I. The Group Resistance Standard on the Basis of The Quantized Hall Resistance at IMM. CPEM-92, Paris, France, 1992, Digest, pp. 292-293.

[2] Shumacher B. Final report on EUROMENT.EM-K10 Key Comparison of Resistance Standards at 100 Ohm. 2010, Metrologia, 47, Tach. Suppl., 01008.

[3] Плошинский А.В., Самодуров И.А., Шульгат О.С. Взаимосвязь высокочастотных измерений температуры и электрического сопротивления // Приборы. 2015. № 8/2015. С.13-17.

[4] Самодуров И.А. Передача единицы электрического сопротивления от квантового сопротивления Холла мерам 1 кОм // тез. докл. 68-я научно-техническая конференция посвященная Дню радио. Санкт-Петербург 12-26 апр. 2013. С. 368-369.

[5] Самодуров И.А. Сравнение методов аттестации меры 100 Ом во ВНИИМ и РТВ // тез. докл. 67-я научно-техническая конференция посвященная Дню радио. Санкт-Петербург 19-27 апр. 2012. С. 304-305.

Высокочастотный бифилярный резистор

Ю. П. Семенов¹, Е. В. Кривицкая²

ФГУП «ВНИИМ им. Д.И. Менделеева»

¹Y.P.Semenov@vniim.ru, ²E.V.Krivitskaya@vniim.ru

Abstract. A bifilar resistor is developed, which frequency dependence can be calculated in the frequency range from DC to 30 MHz. The simple equations for calculation of four-pair (4TP) series equivalent resistance and time constant are given. The influence of distributed parameters of the resistive element and the eddy currents effects of on the formation of the frequency dependence is estimated. Analysis of the equations for resistors with nominal values of 100–500 Ohm showed that the uncertainty of the calculated frequency corrections does not exceed 0.1% at frequencies up to 30 MHz. Experimental studies confirm the possibility of using the bifilar resistors to carry out the traceability of the results of resistance measurements at frequencies up to 30 MHz to the unit of electrical resistance reproduced by the DC quantum Hall resistance.

Keywords: bifilar resistor; resistance standard; frequency correction; four-pair (4TP) definition

I. ВВЕДЕНИЕ

Единица электрического сопротивления – Ом – воспроизводится в современной системе SI, все основные единицы которой определены значениями физических констант, посредством реализации квантового эффекта Холла (КЭХ). Квантовое плато этого эффекта наблюдается в условиях криогенных температур (порядка 1,3 К) и сильного магнитного поля (от 7 до 14 Тл) при протекании через холловскую структуру постоянного тока. Значение сопротивления кантового плато определяется номером плато n и значением физической константы – константы Клитцинга $R_k = 25,812... \text{ кОм}$, которая точно определена в

новой системе SI комбинацией значений двух универсальных физических констант – заряда электрона e и постоянной Планка h . В большинстве национальных метрологических институтах (НМИ) экспериментально реализуют квантовое плато $n=2$, т.е. квантовое сопротивление Холла (КСХ) $12906,4015... \text{ Ом}$ с неопределенностью порядка $(1-2) \cdot 10^{-8}$. Единица электрического сопротивления, зафиксированная значением КСХ, передается на постоянном токе по всей шкале измерения сопротивления – от 1 мкОм до 10 ПОм, т.е. в пределах 21 декады. Наряду с измерением сопротивления на постоянном токе необходимо обеспечить измерения на переменном токе, сохраняя неизменной единицу электрического сопротивления. При выполнении измерений на переменном токе необходимо учитывать действие различных эффектов, связанных с распространением электромагнитного поля, накопления и рассеивания его энергии в различных формах. Полное электрическое сопротивление (импеданс) любого объекта на переменном токе, помимо омического сопротивления, описывается также значениями его реактивных составляющих — индуктивности, ёмкости, фазового угла и т.п. Это означает, что полное электрическое сопротивление должно быть выражено векторной величиной, а не скалярной, как в случае постоянного тока.

II. РЕЗИСТОРЫ С РАСЧЕТНЫМИ ЧАСТОТНЫМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

A. Низкочастотные резисторы

Для физической реализации перехода от измерений на постоянном токе к измерениям на переменном токе без потери точности воспроизведения единицы сопротивления на протяжении более 50 лет используются специальные эталоны сопротивления — меры (резисторы) с расчетными частотными характеристиками (РРЧХ). Резистивные элементы этих мер имеют такую простую геометрическую форму, которая позволяет теоретически рассчитать изменение сопротивления при переходе от постоянного к переменному току; форма и геометрические размеры резистивного элемента должна обеспечивать необходимую стабильность и возможность их измерения с достаточной точностью; применяемые материалы должны характеризоваться точно известными (предпочтительно — неизменными) параметрами во всем диапазоне частот применения РРЧХ.

Наибольшее распространение получили меры РРЧХ, выполненные из прямолинейных тонких электрических проводов круглого сечения, изготовленных из резистивного сплава с высоким удельным сопротивлением (никротал, карма, эваном, терминал, хровангал и др.). В зависимости от количества последовательно соединённых проводников различают унифилярные коаксиальные [1], бифилярные [2], квадрифилярные [2] и октофилярные [3] меры РРЧХ.

Все известные меры РРЧХ предназначены для обеспечения перехода от постоянного к переменному току с наивысшей точностью порядка 10^8 , но в крайне узком диапазоне частот — не выше 5 кГц. В Национальной физической лаборатории (NPL) Великобритании в начале 21 века предприняли попытку расширить диапазон частот до 1 (10) МГц [4] на основе коаксиального унифилярного РРЧХ. Расчетные соотношения для всех типов РРЧХ относятся к параллельной схеме замещения четырехзачемного экранированного резистора вне зависимости от номинального значения его сопротивления. Результаты численной оценки частотных поправок не могли быть проверены экспериментально, поскольку порядок их величины для НЧ резисторов находился в пределах чувствительности измерительных цепей, а сопоставление результатов на аппаратуре различных исследователей неосуществим из-за невозможности транспортирования мер РРЧХ, резистивные элементы которых представляют собой практически не натянутые провода диаметром 13–30 мкм.

B. Высокочастотные резисторы

Попытка применить меры РРЧХ для аттестации вновь разработанной точной аппаратуры для измерения импеданса при частотах до 50 кГц [5] показала, что расхождение экспериментальных результатов существенно превышают границы теоретической оценки неопределенности этих мер.

Потребность в эталонах сопротивления для диапазона частот до 30 (100) МГц обусловлена необходимостью обеспечения прослеживаемости результатов ВЧ измерений сопротивлениям выполняемых посредством современных цифровых измерителей импеданса — анализаторов и RLC-метров с четырехпарным (4TP) включением измеряемых объектов.

В настоящее время единственным средством для проверки измерителей 4TP импеданса при частотах свыше 13 МГц является набор мер ёмкости HP16380A. Этот набор включает 4 эталонных конденсатора с воздушным диэлектриком с номинальными значениями 1, 10, 100 и 1000 пФ. Частотная зависимость ёмкости этих эталонов определяется их конструкцией, которая исключает влияние всех факторов, кроме собственной индуктивности, которая определяется измерением характеризующих систему Z-параметров посредством векторных анализаторов (ВА) цепей. Однако, необходимо учитывать, что точность измерений ВА быстро падает по мере возрастания отклонения измеряемого импеданса от входного импеданса анализатора 50 Ом, поэтому приходится проводить измерения при частотах, где это отклонение приемлемо мало, а не при интересующей потребителя частоте. Единица (Ом), в которой выражаются результаты измерений ВА, определяется расчетным путём на основании измерения механических параметров воздушных коаксиальных линий, т. е. не имеет никакого отношения к единице Ом, воспроизводимой государственным первичным эталоном посредством квантового сопротивления Холла.

III. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЯ РРЧХ ДЛЯ ВЫСОКИХ ЧАСТОТ

A. Принцип действия РРЧХ

Целью проводимых исследований является создание ВЧ эталонов электрического сопротивления с расчётными характеристиками для диапазона частот до 30 (50) МГц. На данном этапе исследований рассматриваются результаты разработки макета эталона 100 (300) Ом. Расширенная неопределенность измерений не должна превышать 0,03 — 0,6 % (в зависимости от измерительной частоты).

Импеданс разрабатываемого эталона соответствует 4TP определению (рисунок 1), при котором (при соблюдении указанных условий, поддерживаемых входными цепями измерительного прибора), его импеданс определяется отношением напряжения на входном порте РН к току, протекающему через порт СЛ. Импеданс является комплексной величиной, действительная часть которого определяет сопротивление эталона, в то время как мнимая часть характеризует его фазовый угол. Очевидно, что такому определению соответствует последовательная схема замещения.

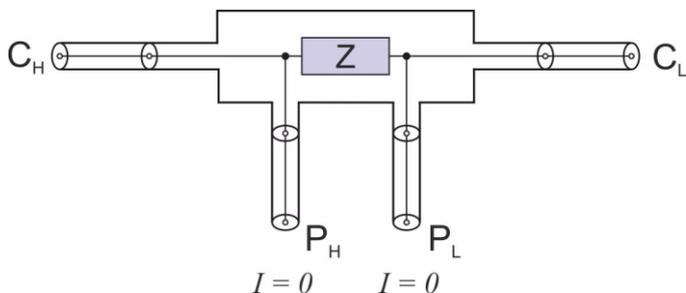


Рис. 1. Четырехпарное определение импеданса

Резистивный элемент имеет форму одиночного бифиляра, расположенного на поверхностях диэлектрической пластины и снабжённой цилиндрическим экраном. Эта модель успешно применяется при низких частотах (не более 1 МГц) для передачи единицы электрического сопротивления с неопределенностью порядка 0,005 – 0,03 %. Выполнен расчёт сопротивления в последовательной схеме замещения, основанный на представлении бифиляра в виде закороченной экранированной длинной линии с равномерно распределенными параметрами. Такое представление правомерно, поскольку все размеры поперечного сечения модели значительно меньше ее длины. Сопротивление R_f при частоте f может быть рассчитано с использованием соотношения:

$$R_f \cong R_0 \cdot (1 + m^2) / (1 + 0,5m^2),$$

где R_0 – сопротивление постоянному току; $m = 2\pi f\tau$;

$$\tau = [(L/R_0) - R_0 \cdot (C_0 - 2C_1)/6];$$

L – индуктивность бифиляра; C_1 – емкость между проводами бифиляра с учетом влияния диэлектрической пластины между ними; C_0 – ёмкость между проводами бифиляра и экраном; f – частота переменного тока. В этой формуле не учтены члены, обусловленные проводимостью между проводами и между проводами и экраном, поскольку их влияние в данной конструкции при использовании диэлектрика, угол потерь которого не превышает $1 \cdot 10^{-6}$, пренебрежимо мало.

Значения индуктивности могут быть измерены с погрешностью менее 2 % при какой-либо частоте из диапазона 0,1 – 1 МГц или рассчитаны с использованием формулы:

$$L = (\mu_0/\pi) \cdot \ln(d/r),$$

где r – радиус провода бифиляра; d – расстояние между проводами, равное толщине диэлектрической пластины; $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м.

Эта формула верна для высоких частот (1 МГц и более), когда можно пренебречь вкладом магнитного поля в объеме провода.

Значения C_1 и C_0 определены посредством 2D моделирования поля экранированного бифиляра, но не были использованы, т. к. при $R_0 < 1$ кОм второй член в формуле для вычисления R_f значительно меньше погрешности вычисления первого члена. В следующем

разделе рассматривается влияние на расчетное значение R_f эффектов, связанных с действием вихревых токов.

В. Действие вихревых токов

Влияние на сопротивление R_f могут оказать следующие проявления действия вихревых токов: поверхностный эффект в проводах бифиляра; эффект близости в параллельных проводниках; действие вихревых токов в металлическом экране. Оценка относительного увеличения сопротивления уединенного проводника круглого сечения вследствие действия поверхностного эффекта, выполненной с использованием соотношения $R_f \cong R_0 [1 + (1/48) \cdot (r/\delta)^4]$, где r – радиус проводника; δ – глубина проникновения $\delta = (\rho/\pi f \mu)^{1/2}$, ρ – удельное сопротивление металла [6]. Результаты приведены в табл. 1

ТАБЛИЦА I ПОВЕРХНОСТНЫЕ ЭФФЕКТЫ

Частота, МГц	Глубина проникновения, мкм	Относительное увеличение сопротивления провода диаметром 2r, мОм/Ом			
		Никротал	2r = 20 мкм	2r = 30 мкм	2r = 40 мкм
1	587		0,002	0,009	0,028
10	186		0,17	0,89	2,8
30	107		1,6	7,9	25
50	83		4,4	22	70
80	66		11	56	176
100	59		17	87	275

Оценка эффекта близости приведена в табл. 2

ТАБЛИЦА II ВЛИЯНИЕ ЭФФЕКТА БЛИЗОСТИ

Частота, МГц	Глубина проникновения, мкм	Сопротивление, вносимое вихревыми токами в экране, мОм/м			
		Никротал	$b^a = 2$ мм	$b = 10$ мм $b = 10$ мм	$b = 2r$ мм
1	587		$3,4 \cdot 10^{-11}$	0,52	0,11
10	186		$3,4 \cdot 10^{-9}$	0,89	0,19
30	107		$3,0 \cdot 10^{-8}$	2,85	0,62
50	83		$8,4 \cdot 10^{-8}$	3,8	0,820
80	66		$2,1 \cdot 10^{-7}$	4,6	0,99
100	59		$3,4 \cdot 10^{-7}$	5,1	1,1

^a b – расстояние между центрами параллельных проводов

Действие вихревых токов в экране оценено с использованием соотношения $R_{\text{экp}} \cong (32 \cdot d^2 \cdot \rho) / (\pi \cdot \delta \cdot D^3)$, где d – толщина экрана, D – диаметр экрана [7]. Результаты оценки влияния цилиндрического алюминиевого экрана приведены в табл. 3.

ТАБЛИЦА III ВЛИЯНИЕ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ В ЭКРАНЕ

Частота, МГц	Глубина проникновения, мкм	Сопротивление, вносимое экраном диаметром D, Ом/м		
		Алюминий	D/2=10 мм	D/2=15 мм
1	88	0,00175	0,00052	0,000112
10	51	0,0030	0,00089	0,000193
30	16	0,0096	0,00285	0,000616
50	12	0,0128	0,0038	0,000821
80	10	0,0154	0,00456	0,000986
100	9	0,0174	0,0051	0,001095

Данные таблиц 1–3 показывают, что влиянием эффектов вихревых токов можно пренебречь в диапазоне частот до 50 МГц, если ограничиться точностью расчета сопротивления 0,1 %.

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ

Изготовлены три ВЧ резистора одинаковой конструкции с номинальными значениями сопротивления 100, 200 и 300 Ом. Резистивные элементы выполнены в виде бифиляра из провода диаметром 25–33 мкм из резистивных сплавов никротал и терминал, закрепленного на противоположных сторонах пластины из кварцевого стекла КУ-1 с размерами 110×20×2 мм [8]. Пластина размещена на основании алюминиевого корпуса между медными шинами токоподводов, соединенных с центральными проводниками четырех коаксиальных разъемов BNC. Корпус снабжен цилиндрической крышкой, служащей экраном резистивного элемента. Расположение разъемов обеспечивает возможность стандартного 4TP подключения резистора к входным разъемам цифровых RLC-метров и ВЧ анализаторов импеданса. Внешний вид РРЧХ представлен на рис. 2.



Рис. 2. Внешний вид РРЧХ

Экспериментальные исследования выполнены посредством прямых измерений с применением предварительно откалиброванного по процедуре SOL (Short-Open-Load) приборами Keysight E4980A (при частотах до 2 МГц) и анализатора Agilent 4294A при частотах до 50 МГц. В табл. 4 представлены результаты измерений резистора 200 Ом. Расхождение между результатами, полученными расчётным путём и экспериментально, находится в пределах от 0,05 до 0,3 %, что соответствует оценки неопределенности, обусловленной как точностью расчётных соотношений и входящих в них величин, так и погрешностью измерительных приборов.

ТАБЛИЦА IV СОПОСТАВЛЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Частота, МГц	Сопротивление, Ом		Относительная разность, %
	Расчет	Эксперимент	
0	-	204,4	-
10	204,22	204,32	0,05
20	204,74	205,104	0,18
30	206,65	206,744	0,05
40	206,87	207,443	0,28
50	208,42	208,725	0,15
60	210,29	210,481	0,10

V. ВЫВОДЫ

Исследования экспериментальных моделей показали возможность применения бифилярных элементов на кварцевом основании для создания высокочастотных мер электрического сопротивления с расчётными частотными характеристиками. ВЧ меры сопротивления обеспечивают прослеживаемость измерений при частотах до 50 МГц к единице электрического сопротивления, воспроизводимой квантовым сопротивлением Холла.

ВЫРАЖЕНИЕ ПРИЗНАТЕЛЬНОСТИ

Авторы выражают благодарность О.А. Шведову и А.В. Рычкову за их участие в разработке конструкции и изготовление макетов ВЧ бифилярных резисторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] R.J. Haddad, "A resistor calculable from DC to $\omega = 105 \text{ rad s}^{-1}$," PhD Thesis, The George Washington University, 1969.
- [2] D. H. L. Gibbins. A design for resistors of calculable a.c./d.c. resistance ratio // Proc. IEE. 1963 February, vol. 110, no. 2, c. 335–347.
- [3] J. Bohacek and B. M. Wood. Octifilar resistors with calculable frequency dependence. // Metrologia, 2001. vol. 38, no. 3, c. 241–248.
- [4] S.A. Awan and B.P. Kibble, "Towards accurate measurement of the frequency dependence of capacitance and resistance standards up to 10 MHz," IEEE Trans. Instrum. Meas., vol. 54, no. 2, pp. 516–520, April 2005.
- [5] F. Overney, F. Lüönd and B. Jeanneret. Broadband fully automated digitally assisted coaxialbridge for high accuracy impedance ratio measurements. Metrologia. 2016. V. 53 pp.918–926
- [6] Ламмеранер И., Штафль М. Вихревые токи. Москва-Ленинград: Энергия, 1967. 208 с.
- [7] Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике связи. Москва-Ленинград: Государственное энергетическое издательство, 1957. 328 с.
- [8] Ю.П. Семёнов, И.Я. Клебанов, М.Л. Фрухтман и А.К. Краснов. Четырехзажимная мера активного сопротивления. Изобретение. 1987г. Авт. свид. №1307485

Метрологическая прослеживаемость

А. И. Крицын

Санкт-Петербургский филиал АСМС
info@spbasmc.ru

Abstract. The Joint Declaration on Metrological Traceability, signed during the 26th meeting of the General Conference on Weights and Measures, by four international organizations – BIPM, OIML, ILAC and ISO – opens opportunity for addressing on a global scale the issue of measurement traceability/.

Keywords: measurement traceability; metrological traceability; consistency; compatibility

Важной характеристикой международной системы измерений, в рамках которой результаты могут быть общепризнанными, является сравнимость измерений. Обеспечение такой международной совместимости и сравнимости возможно только тогда, когда результаты измерений метрологически прослеживаются к международно признанным основам для сравнения. Такой основой для сравнения, как правило, является Международная система единиц (SI). Если обеспечение такой прослеживаемости не представляется возможным, то прослеживание результатов измерений следует проводить к аттестованным значениям стандартных образцов или результатам референтных методик измерений, специальным методикам или разработанным на основе соглашения стандартам, в которых четко прописаны и приняты как представляющие собой результаты измерений, отвечающие своим назначениям, и обеспеченные соответствующими сравнениями (например, шкалы твёрдости, стандартные образцы).

В международном стандарте [1] указано, что калибровочная лаборатория должна установить и поддерживать метрологическую прослеживаемость своих результатов измерений посредством документированной цепи калибровок, каждая из которых вносит вклад в неопределенность измерений, связанной с соответствующими эталонами. А информационное приложение этого документа обеспечивает дополнительную информацию по метрологической прослеживаемости, которая является важным понятием, обеспечивающим возможность сравнений результатов измерений, как на национальном, так и на международном уровне.

Согласно этому приложению метрологическая прослеживаемость устанавливается посредством:

- определение значения измеряемой величины;
- документированной неразрывной цепи калибровок, ведущей к установленным и подходящим

эталонам. Подходящие эталоны включают национальные, международные и естественные эталоны;

- оценивание неопределённости измерений для каждого шага цепи метрологической прослеживаемости измерений в соответствии с согласованным методом;
- выполнение каждого шага цепи метрологической прослеживаемости в соответствии с подходящим методом, и учётом результатов измерений и связанных с ними установленными неопределенностями;
- предоставление свидетельств своей технической компетентности лабораториями, выполняющими один или более этапов цепи (метрологической прослеживаемости).

Следует отметить, что всемирная техническая инфраструктура, созданная МОЗМ, помогает реализовать законодательную прослеживаемость измерений в регулируемых сферах законодательной метрологии через поверку.

Прослеживаемость измерений и взаимное признание результатов метрологической деятельности создают основы для обеспечения единства измерений в глобальном масштабе. Пока это реализовано в рамках Договорённости МКМВ о взаимном признании национальных эталонов и сертификатов измерений и калибровки, выдаваемых национальными метрологическими институтами [2].

Совместная Декларация Международного Бюро мер и весов (МБМВ), Международной Организации законодательной метрологии (МОЗМ), организации Международного сотрудничества по аккредитации лаборатории (ИЛАК) и Международной Организации по стандартизации (ИСО), подписанная в Версале 12 ноября 2018 год, расширила сферу метрологической прослеживаемости и на новую Систему Сертификации МОЗМ подтвердив приверженность предыдущей версии Декларации от 9 ноября 2011 года.

В четырёхсторонней Декларации по существу описаны используемые в мире в настоящее время три международных подхода к метрологической прослеживаемости, обеспечивающих её международное признание:

- Основанный на единстве измерений через Базу Данных Международного Бюро мер и весов калибровочных и измерительных возможностей к единицам SI.
- Основанный на законодательной прослеживаемости измерений, (используемой в регулируемых законодательством областях деятельности, таких как торговля, здравоохранение, мониторинг окружающей среды, безопасность, которая поддерживается всемирной технической инфраструктурой)
- Основанный на аккредитации лабораторий, инспекционных органов, провайдеров профессиональной проверки компетентности и компетентности производителей стандартных образцов.

Международный словарь по метрологии, в частности, даёт следующее определение метрологической прослеживаемости: «Свойство результата измерения, в соответствии с которым результат может быть соотнесён с основной для сравнения через документированную непрерывную цепь калибровок, каждая из которых вносит вклад в неопределённость измерений».

Таким образом, понятия неопределённости измерений и калибровок вводятся метрологической прослеживаемостью через иерархическую схему опорных эталонов.

Метрологическая прослеживаемость – это один из элементов установления международного доверия к эквивалентности проводимых в мире измерений. Описанная в совместной Декларации структура позволяет законодателям, регулирующим органам, экспортёрам или импортёрам использовать преимущества ряда взаимоподдерживающих международных систем, демонстрирующих эквивалентность измерений и способствующих тем самым снижению технических барьеров в торговле (ТБТ), а в случае неэквивалентности имеющие противоположный результат.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Международный стандарт ISO/IEC 17025-2017 общие требования к компетентности испытательных и калибровочных лабораторий.
- [2] Договорённость (Соглашение) о взаимном признании национальных эталонов и сертификатов калибровки и измерений, выдаваемых национальными метрологическими институтами. Документ подготовлен МКМВ при полномочиях, данных ему метрической конвекцией, Париж, 14 октября 1999 года.

Методы измерения значений угла фазового сдвига с выхода эталона УФС с помощью рабочей фазоизмерительной аппаратуры

С. А. Кравченко, В. П. Пиастро, А. Н. Пронин
ФГУП «Всероссийский НИИ метрологии им. Д.И. Менделеева»

Abstract. Development of a Measuring Standard of a unit in the known frequency range requires solving the problem of finding measurement instruments that are several times more accurate than the Measuring Standard being developed to accurately calibrate it. The article is devoted to the development of methods of calibrating the Measuring Standard using working measurement instruments, specifically, related to measurements of phase difference between two electrical voltages in the frequency range from infra-low to high frequencies.

Keywords: calibration of measuring standard; angle of phase difference; frequency range; working phase meter equipments

Эталон единицы угла фазового сдвига (УФС) между двумя электрическими напряжениями в диапазоне УФС от 0 и до 360° и частот от инфранизких частот (например, 0,01 Гц), средних (1 кГц, 100 кГц) и до высоких (например, 1, 10, 20(30) МГц) [1] требует проведения исследований с

целью определения постоянства значения величины воспроизведения УФС во времени.

Погрешности воспроизведения фазоизмерительная аппаратура – лучшая (фазометры с основной погрешностью 0,03° и с ценой единицы младшего разряда 0,01°. Это приборы Ф2-28 и Ф2-34. Или взять фазометр ФК2-35! Основная погрешность 0,03° а цена единицы младшего разряда 0,001°. Как быть? Для низких частот приходится использовать частотомеры, например ЧЗ-63. Он позволяет на работать на инфранизких частотах 0,01 Гц да и на 1 кГц тоже. А на высоких частотах приходится использовать фазометры Ф2-34, но с умножением фазы в 100 раз. Счётчик регулируемых импульсов типа Ф5264 задаёт работу эталона, который обеспечивает на выходе эталона УФС от минимального значения в 0,0001° до максимального значения в 360°. А на частоте 30 МГц приходится [2] использовать метод многократного суммирования минимального значения УФС. Этот метод

как бы «восход солнца». Метод заключается [3] в появлении ожидаемой цифры на табло фазометра Ф2-34 после ввода теоретически рассчитанного числа невидимых фазометром задаваемых сдвигов УФС. Установить на счётчике импульсов Ф5264 число импульсов 0000028, которое соответствует теоретическому значению на выходе эталона число УФС = $0,0001^\circ$. Но такое малое значение УФС, создаваемое эталоном, фазометр Ф2-34 «не видит», т.к. его максимальное разрешение $0,01^\circ$. Нажимая кнопку и считая число запусков «Пуск» смотрят на табло фазометра Ф2-34 и видят на табло Ф2-34 значение $0,00^\circ$, хотя уже счёт приближается к 96. На табло по прежнему $0,00$. Дальше счёт: 97, 98, 99 – на табло $0,00^\circ$ и вот 100! и на табло фазометра Ф2-34 показывается значение $0,01^\circ$. Это показывает, что невидимый УФС, задаваемый эталоном в самом деле равен $0,0001^\circ$, а иначе бы $0,00$ при более высоком значении, 97раз (допустим $0,0001010$) или показал бы при 103 раза (тогда эталон даёт не $0,0001^\circ$, а $0,000099^\circ$. Установив на Ф5264 значение 0000278 для шага УФС $0,1111^\circ$. и введя 100 раз суммирование этого УФС проверяется точка на шкале эталона в $11,11^\circ$. На частоте эталона 1МГц был применён компенсационный метод измерения с волновой линией задержки ВЛЗ и нуль индикатором НИ (сам фазометр Ф2-34), чувствительность которого была повышена до $0,0001^\circ$ [4] за счёт умножения УФС в 100 раз компаратором частоты КЧ типа Ч7-5. На частоте 1 МГц длина волны 300 м, а длине волны в 1 м

соответствует УФС 1,2 м, а 1см – $1,2^\circ$. Число на счётчике Ф5264 $N=[0,012(30/1)10^7/360]+1=10001$. Смещение плунжера ВЛЗ 0-1см. было: 0,0121; 0,0121; 0,0119; 0,0118. Среднее значение 0,011975 и погрешность недокомпенсации по фазе $0,00028^\circ$. Смещение плунжера 0,1206 в диапазоне УФС 0-10 см было 0,121; 0,1210; 0,1209; 0,1205 погрешность недокомпенсации по фазе при среднем $0,00032^\circ$. Число на счётчике Ф5264 для УФС 10° на частоте 0,1 МГц по расчёту составляет не малое значение $N=\{[10^\circ(30/01)10^7]/360\}+1=83333331$. рассчитанного числа невидимых фазометром Ф2-34 задаваемых сдвигов УФС.

Таким образом, можно аттестовывать эталоны УФС на разные частоты с помощью рабочей фазометрической аппаратуры (ГЭТ 61-88 СССР; Digital Phasen winkel standards mod.5000 und 5500//Elektron.TechnoElectron/-Anwend, Markt-1990. N15-S-20).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Tarbeyv Yu.V, Kravchenko S.A., Koltik E.D. Metrologia. Springer-Verlag. 1987. v.24. P.101.
- [2] Turgel R.S. IEEE Trans. Inst.Meas. 1985. V4. N12. P.509.
- [3] Кравченко С.А. Калибраторы фазы. Л. Энергоиздат. 1981, 123 с.
- [4] А.С.1337818 СССР / В.В. Фоменков, С.А. Кравченко // Открытия. Изобретения 1987г. № 34.

Секция 12. «История развития радиотехники, электроники и связи»

Путь технологии кремниевой электроники на примере ячеек памяти

В. В. Трушлякова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
vvtrushliakova@etu.ru

Abstract. The report presents the evolution of technological solutions used in the creation of different types of memory in the process of scaling silicon electronics. The influence of technology on changes in the structure of memory elements is noted and the main structural changes caused by the technological capabilities are presented. The constructions of memory elements used in modern data storage systems are given.

Keywords: memory; technology; 3D flash

I. ВВЕДЕНИЕ

За всю историю существования технологии кремниевой электроники переживали ряд кризисов, связанных с масштабированием структур, с ужесточением требований к чистоте исходного материала и поверхности, к точности воспроизводства, к разбросу параметров готовых структур и т.п. Преодоление технологических кризисов позволило занять ведущие позиции в производстве интегральных схем. Любые изменения на этапе производства в конечном итоге могут оказать как благоприятное, так и негативное влияние. Одним из важнейших блоков любой цифровой системы является память и требования к ее электрофизическим параметрам гораздо жёстче, чем к транзисторам в функциональных блоках, это связано в первую очередь с обеспечением надежности хранения данных. Поэтому, как правило, для производства ячеек памяти применяются самые передовые технологии и процессы. Наиболее яркими представителями запоминающих устройств, конструкция которых

претерпевала существенные изменения при развитии технологии являются память DRAM, EEPROM и Flash. Их структурные и конструктивные изменения и будем отслеживать.

II. ПЕРВЫЕ СТРУКТУРЫ

В середине 60-х годов 20 века интегральные схемы изготавливались по планарной технологии с алюминиевыми проводящими дорожками и алюминиевым затвором. В эту технологию достаточно легко вписалось производство первой постоянной памяти на основе плавких переключателей, выполненных из металла. Память была медленной, ненадежной и в противовес ей в 1970 г. появляется память DRAM, выполненная на базе конденсатора.

Она легко интегрировалась в планарный процесс, а созданная структура долгое время позволяла ее успешно масштабировать без каких-либо конструктивных изменений. В первых ячейках памяти конденсатор выполнялся в плоскости рядом с транзистором, технологическая норма и толщины структурных слоев составляла 10-ки микрон, диэлектрические слои сохраняли заряд с приемлемым временем регенерации (рис. 1).

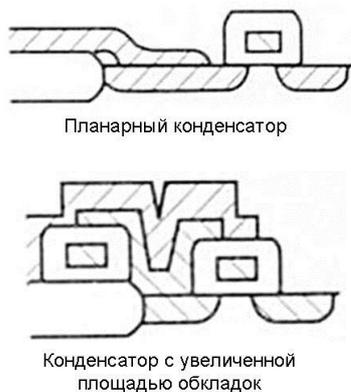


Рис. 1. Масштабирование структуры памяти DRAM

Необходимость в постоянных энергонезависимых системах хранения данных подтолкнула к созданию памяти EPROM с плавающим затвором. Первоначальная конструкция ячейки такой памяти содержала в себе два транзистора расположенных рядом. Один из транзисторов – был транзистором доступа, а второй – транзистором с плавающим алюминиевым затвором. В этих ячейках памяти явно проявились недостатки существовавшей технологии – диффузия алюминия в диоксид кремния. Процесс диффузии приводил к тому, что изолирующие свойства диоксида кремния ухудшались и память выходила из строя. Появление технологии физического осаждения из газовой фазы (PVD) и магнетронного распыления привело к уменьшению толщин и улучшению характеристик структурных слоев. А спустя несколько лет, в 1975 г., технологическими компаниями была освоена технология самосовмещённого поликремниевого затвора. Эта технология позволила устранить ошибки совмещения, на порядок уменьшить токи утечки, снизить напряжение питания до 1,8 В, устранить диффузию алюминия в подзатворный диэлектрик и повысить степень интеграции до 10000. Благодаря этому технологическому прорыву в 1979 г. появляется память EEPROM на базе транзистора с двумя затворами, а еще через пять лет уменьшение толщины слоя подзатворного диэлектрика до 15 нм и использование «дружелюбного» поликремния позволяет создать память Flash.

Выбор пары «поликремний/диоксид кремния» оказался наилучшим технологическим решением, так как применение поликремния в качестве материала затвора не создает дополнительных дефектов в подзатворном диэлектрике и позволяет производить прямое масштабирование ячейки памяти (рис. 2).

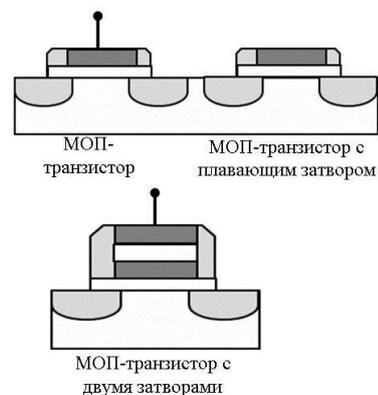


Рис. 2. Структура ячеек памяти EEPROM

Первые трудности, связанные с дальнейшим уменьшением геометрических размеров, заставляют изменить конструкцию DRAM, при достижении топологической нормы единиц микрометров емкость запоминающего конденсатора становится слишком мала и время хранения заряда уменьшается. Приемлемым решением в существующей технологии оказывается увеличение площади обкладок конденсатора за счет его «изгиба» в структурных слоях (рис. 1). Появившееся позднее требование к планаризации поверхности структурных слоев и дальнейший процесс масштабирования подталкивают к реализации идеи переноса конденсатор в тело кремния.

III. СОВРЕМЕННЫЕ СТРУКТУРЫ

Начиная с технологической нормы в 0,35 мкм появляются технологии химического осаждения из газовой фазы (CVD) и совершенствуется плазмохимическое травление канавок, создается технология щелевой межэлементной изоляции (STI), в подобных канавках и создается конденсатор, аспектное отношение возрастает до 15, при этом латеральные размеры минимальны (рис. 3).

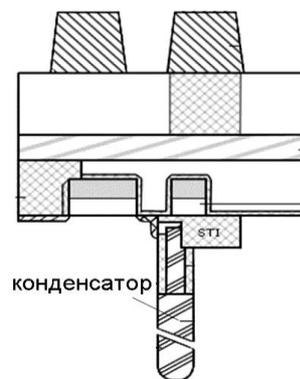


Рис. 3. Структура ячейки памяти DRAM с конденсатором кремниевой пластине

Для уменьшения токов утечки, геометрических размеров и увеличения быстродействия во Flash памяти помимо технологии CVD применяются технологии атомарно-слоевого осаждения (ALD), которые позволяют улучшить качество структурах слоев и поверхностное состояние, оставляя конструкцию без изменений.

Усовершенствование технологии травления глубоких канавок, достижение аспектного отношения равного 20, при достижении технологической нормы 45 нм и меньше, приводит к убеждению, что в кремнии больше не хватает места и необходимо использовать пространство над подложкой. Это дает толчок к развитию 3D структур (рис. 4). Идея «сложить» линейку ячеек Flash памяти витала давно и в 2013 г. технология позволила это сделать. Развитие технологии ALD дало возможность использовать новые диэлектрические материалы, на основе нитрида кремния, и отказаться от плавающего затвора для хранения данных.

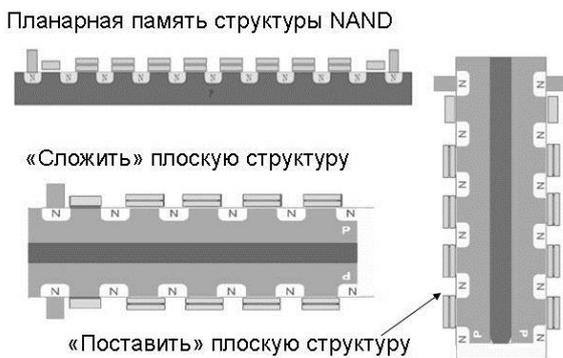


Рис. 4. Формирование 3D структуры

Транзисторы функциональной схемы и элементы памяти вырастают над кремниевой пластиной, появляется технология Flash памяти с кольцевым затвором (3D NAND) и ее модификации. Технология с кольцевым затвором (вертикальным каналом) очень привлекательна с точки зрения уменьшения величины управляющих токов и увеличения плотности компоновки, но при создании транзисторов аспектное отношение больше 30, оно и ограничивает высоту столбца памяти. Также технология подвержена большим отклонениям параметров, особенно отклонение от идеального круга и модуляция толщины кольцевых слоев, что создает сложности при создании структуры с требуемой геометрией. Удержание параметров в допустимых пределах оказалось весьма затратным. Неким компромиссом между затратами на технологию и использование достоинств структур с кольцевым затвором стала конструкция с вертикальным затвором (VG NAND) (рис. 5).

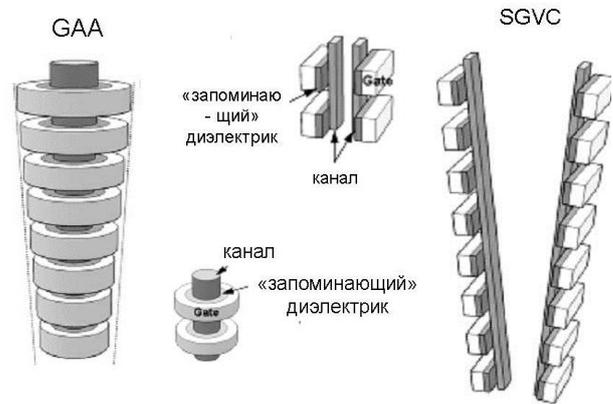


Рис. 5. Особенности формирования структуры с кольцевым затвором (GAA)(вертикальным каналом) и с вертикальным затвором (SGVC)

Главная отличительная особенность этой структуры в том, что сформирован плоский канал, в отличие от структуры GAA. Такая технология ближе всего к технологии послойного создания полупроводниковых устройств и более терпима к погрешностям травления вертикальных колодцев. Помимо этого плотность размещения ячеек памяти увеличивается вдвое при сохранении неизменным числа слоев, так как активный транзистор формируется с двух сторон колодца. Предполагается что данная структура обеспечит большую надежность функционирования, уменьшит зависимость тока ячейки от ее номера, позволит тем самым увеличить число ячеек в стеки, а так же будет меньше подвержена деградации и как следствие увеличится число циклов перезаписи и срок службы ячейки.

На сегодня выпускается уже третье поколение Flash памяти с вертикальным затвором, в которой увеличивается глубина травления основания канала и соответственно увеличивается число транзисторов в стеке. Последующие улучшения свойств материалов, уменьшение токов утечки позволило создать мультибитовые ячейки памяти. Современная Flash память реализуется по технологии 10 нм, DRAM – 15 нм по прогнозам ITRS существующая технология столкнется с очередным кризисом в 2020 году. Дальнейшее развитие 3D Flash-памяти возможно только с изменением технологии производства, так как освоенные на сегодня технологические процессы не способны удовлетворить все потребностей такого рода памяти.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] International Technology Roadmap for Semiconductors 2.0 2015 Edition Executive Report https://www.semiconductors.org/wp-content/uploads/2018/06/0_2015-ITRS-2.0-Executive-Report-1.pdf
- [2] Many ways to shrink: The right moves to 10 nanometer and beyond Martin van den Brink // Annual Report ASML 24 November 2014. www.asml.com.
- [3] Device Characteristics of Single-Gate Vertical Channel (SGVC) 3D NAND Flash Architecture Chen-Jun Wu, Hang-Ting Lue, Tzu-Hsuan Hsu et. Al. // IEEE 8th International Memory Workshop Tutorial, Paris, France May 15-18, 2016. / Curran Associates, Inc. NY USA, 2016. P. 76-79.

История разностно-дальномерного метода радиокоординатометрии

А. Г. Сайбель

ЗАО «Региональный экспертный центр»

saybel_ag@mail.ru

Abstract. The report is devoted to the study of scientific, technical and methodological foundations of difference-ranging radio coordinate measurement and the role of domestic scientists in the formation and development of radio navigation.

Keywords: *difference-ranging; coordinate measurement; Rubchinsky E.M.*

Деятнадцатый век ознаменовался прорывными идеями в объяснении процессов и явлений окружающего мира, связанных с электричеством и магнетизмом. Описанный в 1835 году шведским физиком Мунком прибор в виде стеклянной трубки, наполненной проводящим порошком, стал отправной точкой для многочисленных экспериментов с управляемой проводимостью. Практические решения для защиты телеграфного оборудования братьев Варлей, результаты исследований Фемистокла Кальчекки-Онести, радиокондуктор Эдуарда Бранли и когерер Оливера Джозефа Лоджа стали ступеньками на пути к появлению беспроводного телеграфа и началу эпохи «радио на службе человека».

Радиосигналов по свойствам имеют существенные сходства со световыми и звуковыми сигналами: конечная скорость и прямолинейность (в первом приближении) распространения в свободном пространстве или воздухе. Эти свойства и ранее использовались для местоопределения, определения местоположения и ориентации: движение на свет маяка приводило корабль в порт, звуковые сигналы позволяли не столкнуться в тумане и оценить дальность по громкости слышимого звука или задержки эха. Радиометоды локации и навигации впитали в себя имеющийся опыт, но приобрели и элемент оригинальности, а именно разностно-дальномерный метод радиокоординатометрии.

Современному студенту очевидно, что каждый из методов радионавигации, о которых рассказывает лектор: угломерный, дальномерный, разностно-дальномерный и суммарно-дальномерный, имеет свои достоинства и недостатки, определяющие области и диапазоны применимости, но вопрос о несвойственности РДМ метода для других видов сигналов остается за рамками любопытства. Кто же первым предложил РДМ? Или может его идея была очевидной и только ждала появления радиотехнических возможностей для своего практического воплощения? Осмелюсь предположить, что эти вопросы

еще ждут своего кропотливого историка, который расставит все акценты.

Сложность в данный вопрос добавляет несоответствие терминологии до и после 40-х годов.

В большой исторической работе [1] термин «разностно-дальномерный» используется для обозначения зарубежных импульсных радионавигационных систем, получивших развитие после 40-го года. Казалось бы, важнейший момент: появился принципиально новый метод, не имеющий аналогов в предыдущем уровне техники. Такие вехи в истории – повод выяснить предвестников, истоки и авторов. Но эти вопросы в литературе должного отражения не нашли.

Основанием научной классификации является признак, позволяющий однозначно разделить множество классифицируемых объектов или понятий на непересекающиеся подмножества.

В радионавигации решается геометрическая задача с использованием радиосигналов. С геометрической точки зрения местоположение точечного объекта относительно опорной точки можно характеризовать расстоянием (дальностью), относительно пары точек – дополнительно суммой и разностью дальностей; относительно прямой и плоскости – дополнительно угловой величиной, характеризующей направление на объект (пеленг). Следовательно, по признаку геометрического фактора классификация позволяет выделить дальномерные, угломерные, разностно-дальномерные, суммарно-дальномерные и комбинированные методы. Составляющая «мерный» в приведенных терминах является общепринятой, хотя не абсолютно корректной. Наиболее очевидно данная особенность может быть проиллюстрирована примером. Если принять сигнал на пару разнесенных антенн, то по разнице времени прихода или уровня принимаемого сигнала можно вычислить угол, под которым потенциально наблюдается излучающий принятый сигнал объект относительно измерительной базы. То есть в этом примере угол не измеряется, а вычисляется. Если принимать сигнал распределенной системой, обладающей избирательной способностью по направлению, то можно изменяя угловое положение антенной системы определить направление на источник сигнала по максимуму его уровня (не измеряя значение). В

этом случае положение на объект характеризуется величиной угла, соответствующего положению антенны, который измеряется непосредственно.

Поэтому корректнее было бы использовать термины: дальностный, угловой, разностно- и суммарно-дальностный. Но сложилось иначе.

Используемые для решения навигационной задачи сигналы полностью описываются уравнениями, в которые входит не более четырех переменных: амплитуда, частота, фаза и время. В навигационном радиоприемнике оперируют именно с этими параметрами. Исходя из чего можно говорить об амплитудной, частотной, фазовой и временной методиках радионавигации. При этом на практике может измеряться и сумма и частное амплитуд, разности частот, фаз и времен. Но термины интегрально-амплитудный или разностно-фазовый не используются. Не самая удачная терминология приводит к массовому появлению собственных имен методов радиокоординатометрии, например: пеленгационный, триангуляционный, угломестный, моноимпульсный, гиперболический, доплеровский, пролетный, хронометрический, геопеленгационный и другие, из названия которых не следует понимания их содержания или особенностей, что еще более затрудняет процесс исторического анализа траекторий развития радионавигации.

Вернемся к историческим вехам развития радио. В «Отчете об опытах электрической сигнализации без проводников, произведенных на Минном отряде в кампанию 1897 г., А.С. Попов пишет: «Применение источника электромагнитных волн на маяках в добавление к световому или звуковому сигналам может сделать видимыми маяки в тумане и в бурную погоду: прибор, обнаруживающий волну звуком, может предупредить о близости маяка, а промежутки между звонками дадут возможность различать маяки направление на маяк может быть приблизительно определено, пользуясь свойством мачт, снастей задерживать электромагнитную волну, так сказать, заменять ее». Эта цитата ярко характеризует видение области применения радиосредств в интересах навигации к началу XX века. В данных мечтах никак не просматривается перспектива использования сигналов разнесенных излучателей в качественно новом применении для координатометрии.

Впервые использование нескольких излучающих средств в задачах радиофизики можно видеть в экспериментальных работах Мандельштама Л. И. и Папалекси Н.Д. по изучению распространения электромагнитных волн. Введенный ими в практику радиоинтерферометрический метод имеет корни в области оптики, которой были посвящены предыдущие годы научных исследований.

В рекомендации для приема Папалекси Н.Д. в академики [2] Мандельштам Л.И. отмечает: «Вторая проблема относится к исследованию распространения электромагнитных волн при помощи нового интерференционного метода. Наряду с чисто научным интересом этих последних исследований они важны и

потому, что примененный метод положен в основу радиодальномера, позволяющего при помощи радиоволн измерить расстояния между двумя удаленными пунктами. После теоретической и лабораторной разработки указанный метод был испытан в действительных условиях в ряде возглавляемых Николаем Дмитриевичем экспедиций, проведенных в 1934–1937 гг. Последние экспедиции проводились совместно с Главным управлением Северного морского пути.

Эти работы дали интересный материал, относящийся к распространению электромагнитных волн. В частности, было экспериментально показано с большой точностью, что скорость распространения волн среднего диапазона по морю совпадает со скоростью распространения света. Относительно важной практической задачи – измерения расстояний – полученные результаты позволяют сделать заключение, что уже сейчас указанный метод может быть применен для решения некоторых практических задач в ряде областей народного хозяйства (например, навигации, гидрографии). За эти работы и работы по нелинейным колебаниям ему была присуждена Академией наук СССР в 1936 г. Менделеевская премия».

Из того же документа видно, что многопозиционными радиосистемами Н.Д. Папалекси занимался и ранее: «В качестве ассистента профессора Брауна Николаем Дмитриевичем была разработана система направленной телеграфии с несколькими антеннами, питаемыми сдвинутыми по фазе токами (были сделаны расчеты, промерено поле и т. д.). В основу этих опытов положено своеобразное устройство для получения сдвига фаз затухающих колебаний».

Во многих книгах есть фраза «В 1938 году инженер Э.М. Рубчинский предложил импульсную разностно-дальномерную систему». Первоисточник установить сложно, но вопрос о личности Э.М. Рубчинского представляет интерес.

Поиск в сети не дает информации на первых уровнях ссылок. Более тщательные исследования позволяют установить, что речь идет о Самуиле Менделевиче Рубчинском (1906 – не ранее 1994) – молодом сотруднике Мандельштама Л. И. и Папалекси Н.Д. в их ленинградский период, а позднее – крупном ученом в области радиоэлектроники, докторе технических наук профессоре, лауреате Ленинской премии, посвятившем долгие годы научного творчества Радиотехническому институту Академии наук СССР.

Отрывочные сведения из Интернета дополняются материалами [3] и [4].

В зарубежной литературе отмечается [5], что первая гиперболическая радионавигационная система была предложена Р.Дж. Диппи в 1937 году и была позже (в начале 1942 г) реализована во время Второй мировой войны, как СВЧ система ближней навигации British Gee BBC Великобритании для использования командованием бомбардировочной авиации.

Действительно, в 1966 году Роберт Диппи получил премию IEEE за значительный вклад в развитие гиперболической радионавигации.

Чем же он знаменит? В октябре 1937 года Роберт (Боб) Дж. Диппи, работающий в радарной лаборатории Роберта Уотсон-Уотта в Королевских ВВС Bawdsey, предложил использовать два синхронизированных передатчика в качестве основания для системы слепой посадки. Он предложил две передающие антенны, помещенные на расстоянии приблизительно в 10 миль по обе стороны от взлетно-посадочной полосы, и общий передатчик, расположенный в центре, что должно было обеспечить одновременность излучения сигнала антеннами.

Если самолет должным образом выровнен со взлетно-посадочной полосой, то оба сигнала будут приниматься одновременно. Определяя, какой сигнал принимается раньше, пилот будет знать, что самолет ближе к соответствующей антенне и будет в состоянии возвратиться надлежащее направление, отворачиваясь от ближайшей антенны.

Уотту понравилась идея, но в то время казалось, что не было срочной необходимости в такой системе. Помощь пилоту при посадке была бы полезной, но работа над радарной тематикой была более насущной необходимостью.

Следовательно, утверждать о новаторской роли разработчика радиолокационной техники в развитии систем радионавигации по крайней мере чрезмерно.

В это же время СССР было зарегистрировано несколько изобретений в области разностно-дальномерной навигации. Закрытость тематики до сих пор затрудняет проведение исторических исследований, которые позволили бы установить первенство в авторстве самой идеи гиперболической радионавигации. Но идеологи и авторы системных, технических и инженерных решений преимущественно известны.

История появления следующих поколений гиперболических радионавигационных систем описаны существенно лучше.

В 1944 году для военно-морских сил Великобритании была введена навигационная система Decca Navigator System.

История системы LORAN (**Long Range Navigation**) началась с создания в США в 1941–1942 годах системы средних частот (или средневолновой системы) LORAN-A. Первоначальная идея LORAN-A принадлежит А. Лумису

из Bell Labs. Системе был присвоен статус «Системы длинноволновой радионавигации смежного стандарта» («Стандартный Лоран») для судовой/воздушной навигации во время Второй мировой войны. Схожие системы, использующие две цепи, «Меридиан» (1943–1949) и «Нормаль» (1949–1953), была разработана в СССР.

Система LORAN-C (автор проекта Р.Л. Франк) была разработана в период 1950–1956 годов для навигационной поддержки морских судов, подводных лодок и военной авиации. Работа первой цепи на американском северо-восточном побережье началась в 1957 году после реализации формата сигнала в виде последовательности фазово-кодированных импульсов, что оказало серьезное влияние на прогресс системы и привело к разработке мобильной системы LORAN-D в 1963 году (автор проекта Е. Липси).

История отечественных аналогичных систем частично отражена на страницах журнала «Радионавигация и время».

В энциклопедических изданиях XXI века, как зарубежных, так и отечественных, фамилии российских ученых-первооткрывателей все чаще уступают место иностранцам. В связи с чем хочется завершить статью констатацией, что ситуация не уникальная, такие периоды в истории имели место и ранее, и напомнить слова из письма нашего земляка П.Л. Капицы, адресованного в 1946 году руководству страны: «Большое число инженерных начинаний зарождалось у нас. Мы сами почти не умели их развивать... Часто причина неиспользования новаторства в том, что обычно мы недооценивали свое и переоценивали иностранное... сейчас нам надо усиленным образом поднимать нашу собственную технику... Успешно мы можем делать это только... когда мы поймем, что творческий потенциал нашего народа не меньше, а даже больше других, и на него можно смело положиться».

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Формирование радиоэлектроники (Радиоэлектроника в ее историческом развитии) / Ин-т истории естествознания и техники. М: Наука, 1988. 380 с.
- [2] Отзыв о научных трудах Н.Д. Папалекси [электронный ресурс]. URL: http://elib.biblioatom.ru/text/fiziki-o-sebe_1990/go,126/
- [3] Михайлов В.А. Научно-исследовательский институт «Вектор» – старейшее радиотехническое предприятие России. 1908-2008 / В.А. Михайлов, В.Б. Гончаров. СПб: Бранко, 2008. 235 с.
- [4] Водопьянов Ф.А. Памяти Эмиля Михайловича Рубчинского // Радиопромышленность, 1996, №2. С. 122-125.
- [5] [Электронный ресурс] URL: <http://ru.knowledgr.com/00024832/>

ТВ система наблюдения удаленных объектов

Е. В. Екимов

Ветеран ВНИИ Телевидения
АО «НИИ ТЕЛЕВИДЕНИЯ»
e-mail: Dalakti@yandex.ru

Abstract. The variants of television (TV) information processing in real time are considered. The results of full-scale tests of the TV system "Strazh TV", developed in the Institute of Television (JSC research Institute of Television), taking into account the features of television surveillance in adverse weather conditions.

Keywords: research Institute of Television; Tula research Institute "Strela"; television detection systems; radar equipment for determining coordinates

I. ТВ-СИСТЕМА НАБЛЮДЕНИЯ УДАЛЕННЫХ ОБЪЕКТОВ

В период 1994–1996 гг. в НИИ Телевидения по ТТЗ Главного Таможенного Управления России была выполнена ОКР «Страж ТВ» по созданию телевизионной системы обнаружения объектов типа автомобиль, катер, лодка, человек, удаленных на расстояние до 10 км, с последующим распознаванием и определением координат обнаруженных (распознанных) объектов.

Головной исполнитель ОКР «Страж ТВ» – Тульский НИИ «Стрела» в целом и в части создания радиолокационной системы определения координат обнаруженных и опознанных объектов; НИИ Телевидения – в части создания и поставки НИИ «Стрела» телевизионной системы наблюдения удаленных объектов «Страж ТВ». Система «Страж ТВ» разрабатывалась для установки в таможенных управлениях г. Таганрог, г. Темрюк и г. Дербент. Поставка ТВ аппаратуры ТВ системы «Страж ТВ» головному исполнителю – НИИ «Стрела» в количестве трех комплектов была выполнена 02.07.1996 года.

Главный конструктор ОКР «Страж ТВ» в целом и по созданию радиолокационной аппаратуры определения координат заданных объектов – начальник отдела НИИ «Стрела» Зайцев Николай Алексеевич, позднее – директор НИИ «Стрела». Главный конструктор ОКР «Страж ТВ» в части создания ТВ аппаратуры – начальник лаборатории НИИ Телевидения Екимов Евгений Васильевич.

Автономные испытания ТВ аппаратуры «Страж ТВ» проводились в ясный солнечный день, а затем – в пасмурный день при сильном дожде и (или) снегопаде. Объект наблюдения – здание бассейна, удаленное от ТВ камеры на расстояние 60–100 м. В солнечный день при работе любой ТВ камеры без использования цифровой обработки здание бассейна отображается на экране ВСУ

(видеосмотровое устройство) со 100% контрастом (от уровня черного до уровня белого). В пасмурный день при сильном дожде и (или) снегопаде при работе любой ТВ камеры без использования цифровой обработки здание бассейна на экране ВСУ не отображается (наблюдается чистое фоновое свечение). В тех же условиях сильного дождя и (или) снегопада, но при работе любой ТВ камеры с использованием режима цифровой накопления семи кадров, здание бассейна отображается на экране ВСУ со 100% контрастом (от уровня черного до уровня белого). При этом наблюдается скоростной смаз, если в поле зрения ТВ камеры попадают быстрые подвижные объекты.

Комплексные натурные испытания у головного исполнителя проводились в городе Тула. Объект наблюдения – автомобильная трасса на фоне местности, удаленная от ТВ камеры на расстояние 10 км, с различными деталями сюжета типа грузовой, легковой автомобиль, автобус, автобусная остановка, человек на остановке и другие. Наблюдение проводилось в дневное время в ясный солнечный день. При наблюдении любой ТВ камерой без использования цифровой обработки автомобильная трасса с различными транспортными средствами не отображается на экране ВСУ. При использовании режима цифровой обработки любой ТВ камеры на экране ВСУ отображается автомобильная трасса с различными объектами со 100% контрастом (от уровня черного до уровня белого). При этом ТВ камера с $f=300$ мм (f – фокусное расстояние) обеспечивает распознавание автобусной остановки с автобусом и перемещение человека.

При наблюдении различных объектов, удаленных на расстояние до 10 км, главной проблемой являлась селекция объектов на местности в условиях воздействия атмосферной среды, в которой происходят сложные процессы, например, направленное и диффузионное рассеивание светового потока, турбулентное перемещение воздушных слоев и другие процессы, снижающие контраст объектов наблюдения. В результате, из-за влияния указанных факторов, с увеличением дальности наблюдения уменьшается размах информативной видеокomпоненты полного телевизионного сигнала (ПТС). Практические натурные испытания вещательной ПЗС ТВ камеры на максимальной дальности 10 км в ясный солнечный день показали, что размах информативной видеокomпоненты не превышает 1÷5% размаха ПТС. В

стандартном ПТС размах сигнала синхронизации приемника (ССП) составляет 30%. Следовательно, остальные 65–69% – низкочастотная (НЧ) составляющая, включающая постоянную составляющую ПТС. Улучшение качества отображаемой ТВ информации может быть обеспечено путем компенсации НЧ составляющей с последующим использованием автоматической регулировки усиления (АРУ) для нормирования размаха ПТС. Компенсация НЧ составляющей может быть обеспечена рядом схемотехнических решений при создании ТВ аппаратуры. Можно использовать привязку по черной точке видеоконтакты или систему автоматической регулировки параметров (АРП) (разработчик – к.т.н. Таиц Тамара Иосифовна, НИИ Телевидения). Привязка по черной точке видеоконтакты неработоспособна при размахе видеоконтакты $\leq 19\%$ от размаха ПТС.

Система АРП не позволяет внутри кадра одновременно улучшить дешифрируемость объектов на белом и черном поле (фоне), так как система АРП предназначена только для нормирования уровня белого и черного в фототелевизионной системе считывания фотоинформации методом бегущего луча независимо от начальной плотности фотонесителя (пленки). Оптимальным решением является формирование низкочастотной видеоконтакты (сигнала) из ПТС. Низкочастотная компонента одновременно несет информацию о величине постоянной составляющей ПТС. При последующем вычитании из ПТС низкочастотной составляющей получаем наиболее информативную высокочастотную составляющую ПТС, которая затем нормируется по размаху с помощью АРУ.

Результатом вычитания является ПТС, в котором частично или полностью исключена НЧ составляющая и уменьшается размах сигнала крупных черно-белых деталей ТВ сигнала. При этом размах сигнала мелких деталей сюжета заметно увеличивается, что повышает обнаружение и распознавание объектов. Для формирования НЧ составляющей используется цифровое преобразование. НЧ сигнал каждой точки (пикселя) образуется путем цифрового суммирования сигналов трех последовательных точек (пикселей). Последующее вычитание осуществляется также цифровым методом, а нормирование размаха ПТС с помощью АРУ производится в аналоговой форме.

Обнаружение и распознавание различных объектов в диапазоне дальности наблюдения от 0 до 10 км с помощью одной камеры представляется нецелесообразным из-за требований надежности, так как требует применения турели с различными объективами, что усложняет конструкцию и снижает надежность. Поэтому был выбран вариант с двумя ПЗС ТВ камерами вещательного стандарта. В одной камере используется объектив с фокусным расстоянием 50 мм, в другой камере – длиннофокусной зеркальный объектив с $f = 300$ мм (производство Азовского завода). Конструкция каждой камеры позволяет обеспечивать работу в полевых условиях.

Для проведения телевизионного наблюдения в сложных метеоусловиях в блоке цифровой обработки

используется режим цифрового накопления, обеспечивающий накопление ТВ информации в диапазоне $1 \div 7$ ТВ кадров. Блок цифровой обработки выполнен с использованием программируемой микроэлектроники ALTERA.

В состав ТВ системы входят блоки коррекции частотной характеристики для передачи ТВ информации по кабелю на расстояние ≤ 10 км, а также ВСУ для визуального отображения ТВ информации. Блок цифровой обработки, помимо основной функции обработки ТВ информации, выполняет функции управления режимом наблюдения: – включение любой ТВ камеры, фокусировка любой камеры; – вращение камеры в горизонтальной и вертикальной плоскостях для обзора местности, – отображение ТВ информации любой ТВ камеры без использования обработки, – отображение ТВ информации в режиме цифровой обработки с регулировкой вычитания НЧ составляющей, – отображение ТВ информации в режиме цифрового накопления.

Синтез ТВ аппаратуры с радиолокационной аппаратурой позволяет обнаружить, а затем и распознать объект наблюдения и определить координаты обнаруженного и опознанного объекта для последующего принятия мер безопасности.

Выбор объектов ТВ камер выполнен с учетом типового объекта размером $5\text{м} \times 2\text{м}$, который должен быть обнаружен и опознан, и соответствовать соотношению (1).

$$\frac{1,5d}{f} = \frac{D_m}{L} \quad (1)$$

в котором:

- $d = 4 \times 10^{-6}$ м – размер пикселя ПЗС матрицы;
- f – фокусное расстояние объектива 50 или 300 мм;
- D_m – разрешающая способность на местности;
- L – расстояние от камеры до объекта наблюдения.

В соответствии с критерием Джонсона [1] разрешающая способность ТВ системы на местности должна быть такой, чтобы на минимальный размер объекта 2 метра приходилось не менее 10 элементов разложения, то есть разрешение на местности должно быть $\leq 0,2$ метра. Из соотношения (1) разрешающая способность на местности будет равна 0,2 метра, или, лучше, меньше 0, 2 метра для объектива с $f = 50$ мм при расстоянии $L \leq 1000$ метров, а для объектива с $f = 300$ мм при расстоянии $L \leq 10\ 000$ метров.

Реальные испытания системы «Страж ТВ», проведенные с участием Главного Заказчика, подтвердили выполнение требований ТТЗ. Однако, из-за финансовых ограничений Заказчика серийное производство не состоялось.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] П. Йесперса, Ф. Ван де Виле и М. Уайта Полупроводниковые формирователи сигналов изображения. Издательство «Мир» Москва 1979 год, 493 с.

Роль профессора И.Г. Фреймана в формировании научно-образовательных направлений в Ленинградском электротехническом институте им. В.И. Ульянова (Ленина) (ЛЭТИ)

Л. И. Золотинкина

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
radioemc@yandex.ru

Abstract. The article presents the results of research and teaching activities of Professor I. G. Freiman, who was the direct successor of Professor A. S. Popov in all areas of his scientific, practical and teaching activities. The rapid development of radio engineering has necessitated the organization of research and training of engineers for industry in new areas.

Keywords: *Electrotechnical Institute (ETI); electrical engineering; radio engineering; electronics; A.S. Popov; I.G. Freiman; M.M. Glagolev; N.A. Skritsky; B.P. Kozyrev; A.A. Shaposhnikov; S.Ya. Sokolov; V.P. Vologdin*

I. ВВЕДЕНИЕ

В 1901 году в Электротехнический институт императора Александра III (ЭТИ) на должность ординарного профессора физики был приглашён, Александр Степанович Попов (1859–1906) учёный, физик-электротехник, изобретатель беспроводного телеграфирования, имевший большой педагогический опыт работы в Минном офицерском классе Морского ведомства (1883 – 1901), опыт работы с промышленностью (с фирмами Ducretet и Telefunken). С 1900 г. Попов курировал в Морском ведомстве вопросы внедрения беспроводного телеграфа в качестве «заведывающего установкой приборов телеграфирования без проводов».

Начиная свою научно-педагогическую деятельность в ЭТИ, А.С. Попов составил Записку «Общее направление курса физики и ближайшие задачи научных работ в физической лаборатории Электротехнического института», в которой, в частности, отмечал: «Главная задача курса физики – дать основы учения об электричестве в таком изложении, чтобы те глубокие взгляды на природу электрических явлений, которые создались благодаря работам М. Фарадея и Д. К. Максвелла, заняли первенствующее положение в науке и после знаменитых опытов Г. Герца не казались недоступными для обыкновенных смертных, а, напротив, явились руководящими началами в изучении

электротехники. Посему изучение этого нового вида электрической энергии должно занять одно из главных мест в курсе физики. Эта новая область электрических явлений, давшая столь поразительные практические результаты в телеграфировании без проводов на тысячи километров, даёт в тоже время столь много новых фактов, так быстро расширяет горизонт, что трудно даже предвидеть пределы её влияния на учение об электричестве» [1].

Всего одна страничка текста, но автор сумел обозначить и, в определённой степени, обосновать практически основные проблемы и задачи, стоявшие перед преподавателями и учёными института, чем определил направления научно-исследовательских работ в ЭТИ на, по крайней мере, десятилетие вперёд. Инициатором реализации ряда научных исследований в развитие идей А.С. Попова был Иммануил Георгиевич Фрейман (1890–1929), выпускник ЭТИ (1913 г.). В годы учёбы в ЭТИ его преподавателями были профессора И.И. Боргман, В.В. Скобельцын, А.А. Петровский, Д.А. Рожанский [2, с. 13–19].

II. И.Г. ФРЕЙМАН – ПРОДОЛЖАТЕЛЬ ДЕЛА А.С. ПОПОВА

И.Г. Фрейман был приглашён в ЭТИ в 1916 году на должность старшего лаборанта кафедры электрических телеграфов (заведующий кафедрой – проф. П.С. Осадчий, заведующий лабораторией – проф. Н.А. Скрицкий). Свою практическую деятельность по радиотелеграфии Фрейман начал ещё в студенческие годы, участвуя в строительстве ряда мощных радиостанций. Работа в Междуведомственном радиотелеграфном комитете (1913–1918), куда он был назначен сразу после окончания института, дала возможность осознать те проблемы, которые необходимо было решать в интересах развития радиотехники, а также оценивать перспективы её развития. Знание основных европейских языков и японского давало возможность учитывать результаты исследований

зарубежных учёных. В начале 1917 г. вышла небольшая книга И.Г. Фреймана «Краткий очерк основ радиотехники», в названии которой впервые в отечественной технической литературе применяется термин «радиотехника». Здесь Имант Георгиевич дал своё определение радиотехники, как «совокупности технических приемов, которые позволяют передавать электрическую энергию без помощи соединительного провода между источником и потребителем и использовать такую беспроводно передаваемую электрическую энергию». Впервые в отечественной литературе в качестве источника генерирования высокочастотных колебаний рассматривалась электронная лампа [3, с. 82–105].



Рис. 1. И.Г. Фрейман, 1924 г.

В 1919 г. И.Г. Фрейман был мобилизован в ряды Морских сил Рабоче-крестьянской Красной армии (РККА), Приказом по флоту от 03 апреля 1924 г. он был назначен председателем секции связи Научно-технического комитета Морских сил (НТК МС), организованного в 1923 г. В ведении секции находились вопросы корабельной радиосвязи на флоте, береговой службы наблюдения и связи, гидроакустики и аэроакустики, сигнализации лучами ИК-диапазона, производство опытов и исследований в целях совершенствования радиосвязи флота, как силами самой части, так и путем привлечения учреждений и отдельных специалистов и др. Причём, практически все перечисленные направления работ, как с научной точки зрения, так и организационной, были пионерскими [2, с. 39–53].

Под руководством И.Г. Фреймана на флоте был осуществлен переход радиотехнических систем от «искры и дуги» на «блестящий путь электронно-лампового развития» радиотехники, завершившийся разработкой первой ламповой системы радиооружия флота «Блокада-1» [4].

С 1922 по 1929 г. проф. Фрейман преподавал в Военно-морской и Военно-инженерной академиях. По образному выражению одного из старейших радиоинженеров проф. Б.А. Остроумова, Имант Георгиевич являлся «учителем всех учителей от радиотехники». Многие его ученики стали выдающимися учеными, основателями новых научных направлений. Среди них академики А.Н. Шукин и А.А. Харкевич, члены-корреспонденты АН СССР В.И.

Сифоров и С.Я. Соколов, профессора Б.П. Асеев, Н.С. Бесчастнов, М.П. Долуханов, М.Ф. Конторович, В.Н. Лепешинская, А.Ф. Шорин, Е.Я. Щеголев и другие [2, б].

III. ОСНОВАТЕЛЬ НАУЧНО-ИНЖЕНЕРНОЙ ШКОЛЫ РАДИОТЕХНИКИ

Решение актуальных для флота задач осуществлялось И.Г. Фрейманом как с позиций развития теоретического аппарата, нацеленного на разработку инженерных методов решения радиотехнических задач, так и с учётом перспектив развития элементной базы и разработки новых схемных решений по созданию аппаратуры. Основной же задачей радиотехники он считал изучение и решение задач оптимизации процессов излучения и приема электромагнитной энергии, разработку принципов построения радиосетей [3, с. 144–203].

Вся жизнь И.Г. Фреймана была неразрывно связана с Электротехническим институтом. Решением Совета ЭТИ от 24 октября 1916 г. впервые в гражданских вузах России была введена специальность «радиотелеграфные станции», профессором по которой был утверждён Н.А. Скрицкий. С 1915 по 1917 гг. Н.А. Скрицкий и И.Г. Фрейман по заданию Морского ведомства занимались строительством мощной радиостанции под Владивостоком. В 1917 г. Скрицкий был на дальнем Востоке, и события Гражданской войны не позволили ему вернуться в Петроград.

С ноября 1917 г. руководителем новой специальности стал И.Г. Фрейман, с 1919 г. он – член Совета института, причём, благодаря своей энергии, умению высказывать и отстаивать свое мнение, он становится одним из самых активных его членов, возглавлял предметную комиссию по радиотелеграфу, был постоянным членом предметных комиссий по высшей математике и теоретической электротехнике. В 1921 г. Имант Георгиевич сдал магистерские экзамены, защитил диссертацию на тему «О законах подобия радиосетей», и был утверждён в звании профессора по кафедре радиотехники [6]. Для чтения курса радиотехники Имант Георгиевич разработал новую программу-минимум, представленную в Совет института. Он считал необходимым включать в курс лекций материалы о самых последних достижениях науки и техники. Проф. С.Я. Соколов, учившийся в те годы в ЭТИ и работавший на кафедре радиотехники, вспоминал: «Имант Георгиевич очень хорошо владел физико-математическим аппаратом. У него был широкий круг знакомых среди университетских профессоров. Он никогда не замыкался узкими задачами радиотехники и очень много в это время занимался физикой. Классические пособия не сходили с его стола. ... Имант Георгиевич принадлежал к числу немногих лиц, поражавших окружающих необычной гибкостью своего ума, своим широким кругозором» [5].

В 1919 г. Иманта Георгиевича избрали секретарем, а в 1924 г. – председателем Издательской комиссии института. В этой должности он оставался до последних дней своей жизни, много сделав для издания значительного числа

курсов и пособий, необходимых для студентов своего института. В условиях 20-х годов, когда по новым, пионерским специальностям практически отсутствовали учебники и книги, это было архиважным делом.

В мае 1921 г. заведующий кафедрой радиотехники проф. Фрейман, совместно с заведующим кафедрой физики проф. М. М. Глаголевым, подготовил предложение об открытии лаборатории по электровакуумной и рентгеновской технике. Решением Совета ЭТИ от 23 июня 1921 г. такая первая научно-учебная лаборатория была организована при кафедре радиотехники. В 1924 г., после возвращения проф. Н.А. Скрицкого из заграницы, лаборатория была разделена на две: электровакуумную (проф. Н.А. Скрицкий) и рентгеновскую (проф. М.М. Глаголев).

И.Г. Фрейман усиленно занимался организацией и оборудованием радиолaborатории. Об этом свидетельствуют его ходатайство в правление института о выделении средств на хозяйственные и другие расходы, о выделении помещений для лабораторий по рентгеновской и радиотехнике. При этом Иммант Георгиевич использовал свои деловые связи в промышленности, в Морском ведомстве [2].

В 1921–1924 гг. И.Г. Фрейман вел общий и специальные курсы радиотехники, а также смежные дисциплины (электровакуумные приборы, радиоизмерения). В те годы чтение этих курсов означало, в сущности, создание новых научных дисциплин. Материалы лекций послужили основанием для создания учебников по этим предметам. Учитывая, что специальность «Радиотехника» уже включала более 10 курсов, в 1925 г. было принято решение разделить кафедру на две: на кафедру общего курса радиотехники (проф. Н.А. Скрицкий) и кафедру специального курса радиотехники (проф. И.Г. Фрейман).

Развитию радиотехнической специальности во многом способствовала работа И.Г. Фреймана в должности декана электрофизического факультета (1923–1924 гг.), а затем и заместителя директора института по учебной работе (1925–1926). Во всех своих инициативах он находил поддержку со стороны проф. А.А. Смурова, директора ЛЭТИ (1925–1929). На время длительной командировки Смурова за границу Иммант Георгиевич исполнял обязанности ректора института [2, с. 68–88].

Научные интересы И.Г. Фреймана охватывали широкий круг вопросов. Об активной научно-исследовательской деятельности свидетельствуют регулярно появлявшиеся в печати статьи И.Г. Фреймана. В течение 10 лет в журнале «Телеграфия и телефония без проводов» он опубликовал 18 статей, охватывавших практически все вопросы проектирования радиотехнической аппаратуры в динамике её развития [3]. Чрезвычайно характерным для него являлось стремление к разработке наиболее принципиальных, важных проблем, специфичных для радиотехники. К середине 20-х годов очень мало было сделано в области изучения антенн. Этот факт И.Г. Фрейман подчеркивает в статье «Об эволюции радиосети», в которой отмечает, что большая часть работ,

выполненных за 30 лет после А.С. Попова, была посвящена вопросам генерирования колебаний высокой частоты. Задачи же излучения энергии, задачи изучения радиосети оставались «как-то в тени» [3, с.147–157]. Неудивительно, что большая часть научных работ Фреймана была посвящена изучению радиоволн, теории антенн и смежным вопросам. В 1928 г. И.Г. Фрейманом был разработан радиопередатчик для первого в мире радиозонда, предназначенного для изучения верхних слоев атмосферы [3, с. 264–267].

В 1924 г. профессором кафедры радиотехники стал проф. В.П. Вологдин, сконструированные им электромашинные генераторы (1912) в первые десятилетия XX века были наиболее надёжными. Он читал курсы «Электропитание радиоустройств» и «Высокочастотные машины». Спор о способах генерирования электромагнитных волн (электромашинные или ламповые) завершился победой ламповых генераторов высокой частоты. Проф. В.П. Вологдин нашёл новое применение электромашинных генераторов высокой частоты, предложив, в частности, метод поверхностной закалки стали при индукционном нагреве токами высокой частоты. Эти работы имели мировой приоритет. Кафедра электропреобразовательной техники (ЭПТ) продолжает исследования в этом направлении [6].

Являясь председателем секции связи НТК МС РККФ, Фрейман предложил и поддержал новые направления научных исследований в ЛЭТИ. Ещё в 1921 г. он исследовал вопросы подводной связи совместно с проф. А.А. Петровским. В 1924 г. преподаватели кафедры физики А.А. Шапошников и Б.П. Козырев приступили к созданию пробной модели пьезокварцевого гидрофона; Б.П. Козырев и С.И. Покровский – к экспериментальным работам по распространению инфракрасных лучей в атмосфере, проведению первых в России экспериментов по телеграфированию инфракрасными лучами и тепlopеленгации кораблей. В 1936 г. проф. Б.П. Козырев организовал лабораторию инфракрасной техники, практически став основателем научной школы оптоэлектроники (ныне – это тематика кафедры фотоники).

В 1925 г. Иммант Георгиевич привлек к работам по гидроакустике С.Я. Соколова; работы выполнялись на кафедре радиотехники, Фрейман и сам участвовал в этих экспериментах. Опыты подтвердили возможность разработки излучателей ультразвукового диапазона, а также выявили возможность обнаружения дефектов в металлических телах, что положило начало развитию ультразвуковой дефектоскопии. Способ и устройство для испытания металлов были запатентованы (февраль 1928 г.). И это – наш (ЛЭТИ) мировой приоритет!

Очень ответственно относился Иммант Георгиевич к выбору тем дипломных проектов. В 1928 г. он предложил студенту В.И. Сифорову очень важную тему для дипломного проекта – борьба с помехами радиоприему. Труды В.И. Сифорова (член-корр. АН СССР, 1953 г.) по радиоприёмным устройствам выдержали десятки изданий.

В области изучения распространения радиоволн активную научную и преподавательскую работу вёл выпускник (1925) кафедры радиотехники А.Н. Щукин (академик АН СССР, 1953г.).

В книге И.Г. Фреймана «Радиотехника. Монография по технике безопасности» (1927 г.), впервые нашли отражение вопросы охраны труда в этой области.

В связи с кончиной в 1929 г. проф. И.Г. Фреймана и арестом в 1930 г. проф. Н.А. Скрицкого, радиотехнический цикл был реорганизован: в 1929 г. вместо кафедры специального курса радиотехники были созданы два курса – радиопередатчиков (А.И. Берг) и радиоприемников (В.И. Сифоров), а в 1930 г. – шесть самостоятельных курсов – основы радиотехники (Г.А. Кьяндский), радиоизмерения (Г.А. Кьяндский), распространение радиоволн (А.Н. Щукин), радиосети (антенные устройства) (А.А. Пистолькорс), электровакуумные приборы (А.А. Шапошников), электропитание радиоустройств (А.М. Кугушев). В 1931 г. была создана самостоятельная кафедра электровакуумного приборостроения (А.А. Шапошников). В конце 1937 г. были организованы четыре кафедры радиотехнического цикла: радиопередающих (А.И. Берг) и радиоприемных устройств (В.И. Сифоров), теоретической радиотехники (М.С. Нейман) и радиоизмерений (Г.А. Кьяндский) [6].

IV. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Из многих печатных работ И.Г. Фреймана особенно большое значение в деле подготовки инженеров по радиотехнике имели два издания его фундаментального труда «Курс радиотехники» (1924 и 1928 гг.).

Проф. С.И. Зилитинкевич отмечал, что до появления труда И.Г. Фреймана (1924 г.) систематизированного теоретического курса радиотехники практически не было ни в отечественной, ни в зарубежной литературе, Поэтому Имант Георгиевич Фрейман по праву считается основателем радиотехники как инженерной науки [7].

«Этот труд выходит из ряда чисто учебных пособий. Его построение, подбор материала и способ изложения таковы, что ему место не только на столе студента института, но и в лабораториях, и в конструкторских бюро заводов», – писал проф. Н.Н. Циклинский [8].

В своей рецензии на издание 1928 г. член-корреспондент АН СССР Д.А. Рожанский писал: «Только редкий и исключительный талант мог создать произведение, которое должно быть настольной книгой всякого радиоспециалиста. Таковой, несомненно, будет новое издание курса радиотехники проф. И.Г. Фреймана. Богатство материала, охватывающего все области современной радиотехники, свежесть сведений, которые обнаруживают перед нами упорную работу самого автора в наиболее важных вопросах этой молодой науки,

исключительная эрудиция, которая совмещает знакомство с задачами, как теоретическими, так и узкопрактическими, по необходимости для радиоинженера, все это вместе делает курс И.Г. исключительным явлением нашей технической литературы». Особо надо отметить мнение рецензента о главе, посвящённой ламповым генераторам: «Свойства элементов контура, расчет лампового генератора и других источников высокой частоты, — все это получило прекрасное теоретическое освещение, но при этом везде приняты во внимание задачи технического расчета. Мы видим полную картину генерирующего устройства, его элементов и условий его работы, не перегруженную математическими формулами или вариантами схем. Эта глава является не только одной из лучших в курсе, но прямо образцовой и выдающейся по мастерству изложения... Перелистывая страницы его книги, этого основного труда его жизни, в который он сумел вложить свои обширные знания, свой опыт и умение использовать его для решения насущной задачи, можно с уверенностью утверждать, что это духовное наследие будет долго питать новые поколения радиоинженеров и сохранит память о профессоре Фреймане и среди тех, кто уже не мог испытать на себе влияния его личного обаяния и таланта» [9].

Широкий диапазон и разнообразие теоретических и инженерных задач в процессе развития радиотехники от начала и до середины XX века обусловили формирование в ЛЭТИ новых научных школ и специализаций. Кафедра радиотехники ЭТИ – ЛЭТИ, руководимая проф. И.Г. Фрейманом, стала истоком формирования практических всех кафедр факультета радиотехники и телекоммуникаций, основных кафедр факультета электроники (РТЭ, ФОТ, ЭПУ), а также кафедры электроакустики и ультразвуковой техники (ЭУТ).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] А.С. Попов. Общее направление курса физики и ближайшие задачи научных работ в Физической лаборатории Электротехнического института. ЖРФХО. СПб., 1906, т. XXXVIII, вып. 1, ч. физ., отд. 1, стр. 23-29.
- [2] Золотинкина Л.И., Шошков Е.Н. Имант Георгиевич Фрейман. Л.: Наука, 1989, 144 с.
- [3] Фрейман И.Г. Избранные труды / сост. вступит. статьи к.т.н. Л.И.Золотинкина; под ред. д.т.н. проф. В.Н.Ушакова. СПб.: Изд-во «Пропанганда», 2015. 340 с., илл.
- [4] Жерве Б.Б. Имант Георгиевич Фрейман // Мор. сб. 1929. № 2. С. 3–5.
- [5] Стеногр. отчет заседания Ученого совета ЛЭТИ им. В. И. Ульянова (Ленина) от 12 марта 1954 г. Архив Мемориального музея А.С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ». Фонд ММП. Ф2.7.4, №12543.
- [6] Первый электротехнический. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» им.В.И. Ульянова (Ленина), 2011. 484 с.
- [7] Зилитинкевич С. И. Имант Георгиевич Фрейман // ТИТБп.1929. № 3. С. 291–294.
- [8] Циклинский Н. Н. Памяти И. Г. Фреймана // Электросвязь.1929. № 8. С. 5–7.
- [9] Рожанский Д.А. Курс радиотехники: Фрейман И.Г. //Электричество. 1929. № 13, 14. С. 384.

Сергей Илларионович Зилитинкевич – выдающийся учёный в области радиотехники (к 125-летию со дня рождения)

Е. В. Красникова¹, Л. И. Золотинкина²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
ovsemenichina@etu.ru¹; radioemc@yandex.ru²

Abstract. The facts of S. I. Zilitinkevich's biography, scientific and social activity are stated. Professor S. I. Zilitinkevich is the largest specialist in the field of radio engineering and electronics.

Keywords: S.I. Zilitinkevich; radio engineering; electronic engineering; the Russian society of radio engineers

24 марта 1894 года в городе Тульчин Каменец-Подольской губернии (ныне Винницкая область Украины) в семье школьного учителя родился Сергей Илларионович Зилитинкевич (1894–1981). В 1913 году он закончил Первую Ставропольскую мужскую гимназию, после окончания которой он принял решение ехать в Петербург, где поступил на электромеханический факультет Политехнического института. В 1918 году Сергей становится научным сотрудником Физико-Технического Института. С 1920 г. начинается его педагогическая деятельность на кафедре физики в Политехническом институте, где он работал преподавателем, а с 1926 по 1930 гг. – доцентом. Одновременно Сергей Илларионович читал общий курс электронных ламп на Электротехническом Факультете Военно-Инженерной Академии. В 1929 года он руководил дипломным проектированием по радиотехнической специальности на Военно-Электротехническом отделении ЛЭТИ [1].



С 1929 по 1938 гг. С.И. Зилитинкевич – профессор, а с 1930 по 1934 гг. – заведующий кафедрой технической физики Ленинградского педагогического института; профессор, заведующий кафедрой физики Завода-ВТУЗа имени Сталина (1937–1941); профессор Ленинградского института точной механики и оптики (ЛИТМО (по

совместительству) (1938–1941). Весной 1929 г. С.И. Зилитинкевич стал профессором электротехники и радиотехники на физико-техническом факультете Педагогического института имени Герцена. В эти же годы он преподавал в Институте инженеров гражданского Воздушного Флота. После Великой отечественной войны проф. Зилитинкевич – инициатор создания в ЛИТМО радиотехнического факультета, заместитель директора ЛИТМО по научной и учебной работе (1946–1950) заведующий кафедрами: специальной электротехники, радиотехники (впоследствии – электроники) 1955–1974 гг. [1, 2].

Сразу же после окончания института С.И. Зилитинкевич активно занимался и научно-исследовательской, и научно-общественной деятельностью. В Политехническом институте сформировалась очень сильная группа специалистов в области радиотехники и электронно-ламповой техники (А.А. Чернышев, Н.Н. Циклинский, В.И. Волынкин). Все они работали в Центральной радиолaborатории (ЦРЛ) Электротехнического треста заводов слабого тока. С 1922 г. С.И. Зилитинкевич начал свою работу в ЦРЛ, уделяя особое внимание исследованиям электронных ламп, в частности вопросам собственным колебаниям электронов в триоде. Им были разработаны выючные телефонно-телеграфные радиостанции для Ирана (1924 г.), научным консультантом этого проекта профессор ЛЭТИ, заведующий кафедрой радиотехники Иммант Георгиевич Фрейман (1890–1929), с которым Зилитинкевича связывали научные и дружеские отношения. Это был интересный и престижный для ЦРЛ заказ, так как после конкурса проектов таких станций правительство Ирана отказалось от услуг фирм других государств, в частности Англии, в пользу проекта, предложенного советскими радиоинженерами. Будучи ведущим инженером (1924–1926 гг.), а затем руководителем отдела корабельных передатчиков (1928–1930 гг.) в ЦРЛ, Сергей Илларионович непосредственно занимался разработкой серии радиопередающих станций для первой корабельной ламповой системы радиосвязи «Блокада -1» для ВМФ, техническое задание для которой было разработано в

1925–1927 гг. председателем секции связи Научно-технического комитета Морских сил РФ проф. И.Г. Фрейманом, ставшего в 1927 г. консультантом ЦРЛ. С самого появления на радиогоризонте электронной лампы все они верили в то, что именно за электронной лампой будущее развитие радиотехники, и активно боролись за скорейшее ее признание и развитие [3].

В 1918 г. было создано Российское общество радиоинженеров (РОРИ). Основные формы деятельности РОРИ (1918–1929): обсуждение научных докладов; чтение лекций и проведение научных конференций; экспертиза и консультация проектов радиосвязи; популяризация радиотехнических знаний. Члены РОРИ участвовали в издании первых советских радиожурналов: «Телеграфия и телефония без проводов», «Радиотехник». С.И. Зилитинкевич был секретарём Ленинградского отделения РОРИ (ЛОРОРИ). В течение 1926–1928 гг. ленинградская и московская комиссии по

радиотерминологии, в состав которых входили В.К. Лебединский, И.Г. Фрейман, В.И. Баженов, С.И. Зилитинкевич, А.Ф. Шевцов и др., провели большую работу по созданию русской терминологии по радио. За основу была взята выработанная Институтом радиоинженеров (IRE) английская терминология, право перевода которой институт предоставил ученому секретарю РОРИ В.И. Баженову. На общем собрании 9-го Всесоюзного электротехнического съезда предложенная радиотерминология была одобрена и рекомендована ко всеобщему употреблению [3].

Сергей Илларионович был секретарём ЛОРОРИ. На фотографии 1928 г он стоит первый справа среди членов президиума общества, где, слева направо, сидят: В.К. Лебединский, Н.Н. Циклинский, А.А. Петровский, В.Ф. Миткевич, И.Г. Фрейман; стоят: Г.А. Кьяндский, В.И. Волынкин, В.В. Лермонтов, В.А. Гуров, С.И. Зилитинкевич.



НТОРЭС им. А.С. Попова, созданное в 1945 г., стало преемником РОРИ. Сергей Илларионович возглавлял секцию по полупроводниковым приборам. На заседаниях секции он делал доклады и по истории радиотехники и приборостроения. Одна из первых его статей об учёных была написана в 1929 году. Её напечатали в журнале «Телеграфия и телефония без проводов» в №54. Она была посвящена памяти Иманта Георгиевича Фреймана. Зилитинкевич – действительный член Всесоюзного Общества «Знание» (1949–1963); заместитель

председателя правления НТОРЭС им. А.С. Попова (1957–1959), член Президиума центрального правления (1959–1963), почетный член Общества (с 1962).

Профессор Зилитинкевич всегда вёл активную научную и общественную работу. Его привлекали в качестве консультанта различные организации. В 1959 г. Ленинградский Обком КПСС назначил его председателем комиссии по обследованию научно-исследовательской деятельности ЛЭТИ. С 1962 года Сергей Илларионович являлся членом Объединённого Совета ЛЭТИ по

присуждению учёных степеней по следующим темам: исследование электронных приборов в различных условиях их применения, разработка новых принципов и методов их изучения [1].

С.И. Зилитинкевич – автор ряда важнейших исследований и открытий. За свою работу «Новая система и новые приборы для дистанционных научных и технических измерений» в 1947 году профессор, доктор технических наук С.И. Зилитинкевич выдвигался на Сталинскую премию. В 1971 году за работы по созданию аппаратуры для измерения сопротивления любых проводов без изоляции его выдвинули на Государственную премию в области науки и технике за 1972 год. Но как следует из документов, этих премий Сергей Илларионович так и не получил.

Профессор С.И. Зилитинкевич активно занимался редакторской работой. Под его редакцией издан ряд научных монографий и учебников по радиотехнике и электронным приборам. Он – редактор журнала «Известия ВУЗов. Приборостроение» (с 1959). Член научно-технического совета Министерства высшего и среднего специального образования СССР. Член Объединенного

учебно-методического совета по радиотехническому образованию.

Под его непосредственным руководством защитили кандидатские диссертации свыше 20 аспирантов и соискателей.

Профессор С.И. Зилитинкевич – автор свыше 180 научных работ. Он был награжден орденом Ленина (1953), орденами и медалями СССР, заслуженный деятель науки и техники РСФСР (1963).

Активная научно-педагогическая и общественная деятельность профессора С.И. Зилитинкевича продолжалась до 1977 года. В 1981 г. он был похоронен на Серафимовском кладбище.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Архив Мемориального музея А.С. Попова СПбГЭТУ «ЛЭТИ»; Фонд С.И. Зилитинкевича, Ф.2.7.38.
- [2] <https://museum.ifmo.ru/person/14/>
- [3] Золотинкина Л.И., Шошков Е.Н. Иммант Георгиевич Фрейман. Л.: Наука, 1989, 144 с.

Научные исследования и изобретения С.М. Айзенштейна до 1917 года

В. М. Пестриков

Санкт-Петербургский государственный институт кино и телевидения
pvm205@yandex.ru

Abstract. Some research studies and inventions made by a Russian radio engineer and entrepreneur Simon Eisenstein before November 7, 1917 are considered.

Keywords: *Simon Eisenstein; ROBTiT; arc radio transmitter; aerial conductor; radio tube*

I. ВВЕДЕНИЕ

Изобретение системы беспроводной телеграфии профессором А. С. Поповым открыло новое направление в развитии средств связи, которым заинтересовались многие ученые, инженеры и молодые люди как в России, так за рубежом. Таким любознательным человеком оказался киевский гимназист Семен Моисеевич Айзенштейн (25.01.1884 – 03.09.1962), рис. 1.

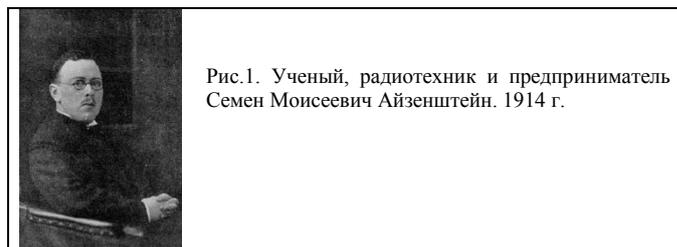


Рис.1. Ученый, радиотехник и предприниматель Семен Моисеевич Айзенштейн. 1914 г.

Следует отметить, что Семен Айзенштейн, в дальнейшем, соединив в себе задатки талантливого ученого, инженера и предпринимателя, сделал очень много для развития радиотехники в России. В этом плане его можно сравнить с А.С. Поповым и Г. Маркони, которые сочетали в себе научные и предпринимательские способности. По существу, после смерти А.С. Попова 13 января 1906 г. он явился его продолжателем и наиболее заметной личностью на отечественном научном небосклоне в области радиотехники.

II. КИЕВСКИЙ ПЕРИОД НАУЧНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Родился Семен Моисеевич (Михайлович) Айзенштейн 25 января 1884 г. в семье купца 1 гильдии, в г. Киеве, Музыкальном переулке, д. 52, кв. 53. К настоящему времени ни дом, ни переулочек не сохранились. На современной карте Киева дом был расположен за Главпочтамтом. Увлечшись еще в юношеские годы работами А.С. Попова в области беспроводной телеграфии, он в 1901 году сделал дома систему радиосвязи А.С. Попова, состоящую из искрового передатчика и когерентного приемника и провел первые сеансы радиосвязи в Киеве.

Будучи студентом первого курса Киевского университета святого Владимира, Семен добивается специального разрешения для присутствия на II Всероссийском электротехническом съезде, который проходил в конце декабря 1901 года в Москве в Политехническом музее. На съезде он прослушал и законспектировал доклад А.С. Попова «Основы современного телеграфирования без проводов». Между заседаниями научного форума студент Семен Айзенштейн был представлен создателю первой в мире системы радиосвязи А.С. Попову. Великий ученый, побеседовав с представленным студентом, был приятно удивлен широтой его научных взглядов и творческим подходом в проведении исследований в области радиосвязи. Под конец встречи А.С. Попов пожал руку своему юному последователю и подбодрил в продолжение начатых дел. Встреча с А.С. Поповым для Айзенштейна имела большое значение, он получил моральную поддержку знаменитого ученого, что было немаловажно для молодого человека, избравшего в жизни научную стезю. Будучи еще студентом, С. Айзенштейн в 1904 году приступил к исследованию незатухающих электрических колебаний дугового передатчика Дудделя с целью поиска способа их увеличения мощности и частоты. Существенная сложность заключалась в том, что чем больше величина питающего напряжения, тем стабильнее становилась дуга, однако при этом снижалась ее способность генерировать колебания. Автор обнаружил, что эта трудность может быть в некоторой степени преодолена, если поместить дугу в газ при большом давлении. Как оказалось, высокое напряжение, в этом случае, не приводит к снижению частоты колебаний, а наоборот её повышает.

Авторские эксперименты показали, что использование трансформаторов имеет важное значение для создания синусоидальной волны в генераторе. Схема дугового радиотелефонного передатчика, разработанного С. Айзенштейном представлена на рис. 2.

Дуговой радиотелефонный передатчик, собранный С. Айзенштейном по схеме рис. 2, в лабораторных условиях показал отличные результаты.

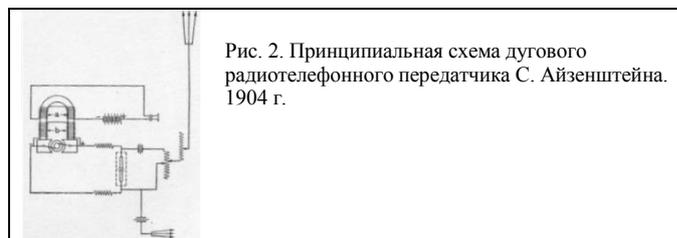


Рис. 2. Принципиальная схема дугового радиотелефонного передатчика С. Айзенштейна. 1904 г.

Благодаря своим способностям и финансовой помощи отца, С. Айзенштейн после окончания Киевского университета продолжил свое образование в Германии, в Берлинском университете, а в области радиотелеграфии еще в Шарлоттенбургском политехникуме.

Возвратившись домой в Киев, в 1905 г. Айзенштейн организует небольшую лабораторию в области беспроводной телеграфии. На работу в лабораторию он приглашает недавнего выпускника Киевского университета И.Ю. Шейнберга, с которым у С. Айзенштейна в дальнейшем сложились долгие научные и дружеские отношения. В это же время Киевский генерал-губернатор будущий военный министр России (1909–1915 гг.) В.А. Сухомлинов, узнав об экспериментах молодого ученого в области беспроволочной телеграфии, заинтересовался ими и оказал ему поддержку [1]. Он добился от военного ведомства финансирования для проведения научных исследований и выделения участков земли в Киеве и Жмеринке под строительство мощных экспериментальных радиостанций.

В начале мая 1907 года киевская пресса сообщила: «К числу интересных электрических сооружений г. Киева бесспорно нужно отнести киевскую станцию беспроволочного телеграфа, которая сооружена С.М. Айзенштейном по его же системе, рис. 3. Станция предназначена для сношения с такою же установленною им станцией в Жмеринке, на расстоянии 230 верст. Однако, как показали первые же опыты, дальность действия этой станции во много раз превышает расстояние, предполагавшееся раньше, так – телеграммы, отправленные Киевской станцией, при затрате всего одного киловатта электрической энергии, принимаются Одесской станцией, т.е. на расстоянии 410 верст. Ввиду того, что электрическая часть установки рассчитана на шесть киловатт, вышеприведенное сношение с Одессой является далеко еще не предельным расстоянием действия Киевской станции».

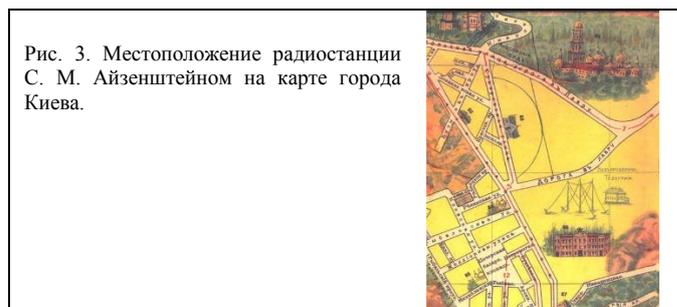


Рис. 3. Местоположение радиостанции С. М. Айзенштейном на карте города Киева.

Главными особенностями станций, сооруженных по системе Айзенштейна, является применение очень слабозатухающих колебаний с одной стороны и применение многофазных токов с другой. Благодаря применению слабозатухающих колебаний удалось получить острую настройку как приемника, так и отправляющих аппаратов на определенные длины волн. И это позволило одновременную работу в одном и том же районе большого количества станций на разных длинах волн. Благодаря применению многофазных токов, можно было с одной и той же станции отправлять одновременно несколько депеш в один или несколько разных пунктов назначения. Так, Жмеринская станция могла одновременно отправлять две депеши: или обе в Киев, или одну в Киев, а другую – в Одессу. Для того, чтобы быть гарантированным от перехватывания депеш, на вышеназванных станциях применялся особый метод комбинированного отправления, заключающийся в том, в том, что каждая депеша отправлялась одновременно на нескольких длинах волн.

В это же время ученый проводит испытания «полевых радиостанций большой мощности, созданных по системе Паульсена». С. Айзенштейн был одним из первых отечественных исследователей, который проводил практические опыты по использованию незатухающих колебаний, получаемых с помощью дугowych ламп.

С последними результатами научных исследований С. Айзенштейна по радиосвязи могли ознакомиться участники IV Всероссийского электротехнического съезда, который проходил в Киеве с 25 апреля по 4 мая 1907 года. Съезд оказался не только событием для губернского города, но и для всей России.

III. Т-АНТЕННА С ВЕРТИКАЛЬНОЙ НАГРУЗКОЙ

Сегодня трудно себе представить, например, антенную технику без понятия так называемой «емкостной нагрузки» (концевой емкости) в вершине четвертьволнового укороченного вертикала или на концах полуволнового укороченного диполя и, следовательно, более сложных антенн.

27 марта 1908 года С.М. Айзенштейн изобрел антенный вертикал с емкостной нагрузкой, на который 10 августа 1909 г. получил американский патент US930746 «Aerial conductor», рис. 4.

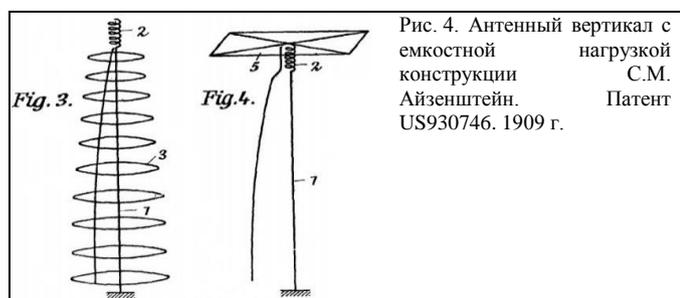


Рис. 4. Антенный вертикал с емкостной нагрузкой конструкции С.М. Айзенштейн. Патент US930746. 1909 г.

В начале XX века длины волн, используемые в беспроводной телеграфии оставляли более 3000 м. Практическое применение таких радиоволн представляло

значительные трудности, так как с увеличением длины волны, мачты, которые определяли периоды собственных колебаний, должны были быть настолько высокими, что стоимость таких конструкций оказывалась запредельной. Строительство таких мачт, также представляло определенные технические трудности.

Изобретение С.М. Айзенштейна указало способ уменьшения высоты антенны, если прибегнуть к удлинительной катушке и установить её в верхней части антенны. В патенте указано, что в системе беспроводной телеграфии и телефонии, в сочетании, дополнительная емкость, антенный проводник и самоиндукция в виде удлинительной катушки, последовательно соединенной между дополнительной емкостью и антенным проводником, находятся сразу под емкостью и в верхней части воздушного проводника [2].

IV. РУССКОЕ ОБЩЕСТВО БЕСПРОВОЛОЧНЫХ ТЕЛЕГРАФОВ И ТЕЛЕФОНОВ (РОБТИТ)

Военное ведомство России решило расширить производство отечественной радиоаппаратуры и предложило С. Айзенштейну закрыть свою киевскую лабораторию, а оборудование перевезти в Санкт-Петербург. На берегах Невы было создано «Общество беспроводных телеграфов и телефонов системы С. Айзенштейна». В основе аппаратуры, выпускавшейся обществом, лежали разработки самого С. Айзенштейна, который имел более 20 патентов. Как отмечают нынешние разработчики радиоаппаратуры, тексты патентов начала века написаны, к удивлению, современным техническим языком конца XX столетия. В сентябре 1908 г. был утвержден устав общества. Правление Общества обосновалось на Б. Конюшенной ул., 15, а мастерские и лаборатория разместились на 14-й линии Васильевского острова, 73/40.

В 1909 г. поступил большой правительственный заказ на 600 000 руб., который заставило Общество срочно приступить к строительству собственного завода. Новое здание было построено на Аптекарском острове (ул. Лопухинская 14а). Это здание – первое в России, специально спроектированное и построенное для радиозавода, техническое оснащение и производственные возможности которого не уступали уровню аналогичных европейских предприятий.

В связи со снижением использования патентов С. Айзенштейна в разработках Общества, было решено с 29 июня 1910 года его преобразовать в акционерное общество под названием: «Русское общество беспроводных телеграфов и телефонов», сокращенно РОБТИТ.

Завод, принадлежащий обществу, производил различную радиоаппаратуру, которая в то время была сделана на высоком техническом уровне. Лабораторию и участки завода по производству военной аппаратуры неоднократно посещал военный министр России В.А. Сухомлинов. В 1910 г. прошли успешные полевые испытания военных радиостанций конструкции фирм РОБТИТ и «Сименс и Гальске» [3].

Радиостанция включала в себя искровой передатчик, детекторный приемник с кристаллическим детектором, резонансный волномер и измеритель тока передатчика. На следующий год эти радиостанции поступили в русскую армию и заменили устаревшие радиостанции конструкции «Marconi» и «Telefunken». Радиостанции, изготовленные на РОБТиТе, назывались: «Полевая радиостанция образца 1910 года. РОБТиТ», рис. 5. Перед первой мировой войной фирмой С. Айзенштейна были разработаны, а позднее во время войны изготовлены мощные радиостанции и пеленгаторы. Были проведены опыты по связи с подводными лодками и осуществлены разработки «электронных реле» (радиоламп).



Рис. 5. Военный министр Сухомлинов В.А. на заводском дворе РОБТиТ при осмотре кавалерийской радиостанции. 1913 г.

В начале Первой мировой войны С. Айзенштейном к научным исследованиям, проводимым в РОБТиТ по радиосвязи на дальние расстояния, был привлечен только что возвратившийся в Россию после 10 лет работы в Страсбургском университете у известного радиотехника Карла Брауна приват-доцент Н.Д. Папалекси, впоследствии известный радиофизик. Н.Д. Папалекси стал заведующим опытной лаборатории РОБТиТ. В лаборатории велись различного рода научно-исследовательские работы, связанные с радиопеленгацией, с усилительными и генераторными электронными лампами, а также занимались разработкой новых ламповых схем радиоприемников и радиопередатчиков.

За сравнительно короткий срок на рубеже августа-сентября 1914 г. в лаборатории была изготовлена первая в России усилительная трехэлектродная лампа, получившая в дальнейшем название «лампа Папалекси». Особенностью лампы было наличие двух нитей накала, рабочей и резервной, которые могли питаться от аккумулятора напряжением 4 В. Анодное напряжение электронной лампы могло составлять 40...150 В. В комплект лампы входило специальное устройство для поддержания заданного давления газа в баллоне. Дело в том, что первые электронные лампы до момента появления высоковакуумного насоса И. Ленгмюра (1916) были газонаполненными, то есть в разряженном объеме воздуха баллона содержались пары ртути или инертного газа. Работы по конструированию различных типов ламп шли успешно. Вскоре были созданы мощные генераторные лампы (100, 150 и 250 Вт) для передатчиков. И, уже в декабре 1914 г. С.М. Айзенштейн провел вместе с Н.Д. Папалекси, первые в России опыты по радиотелефонии с помощью ламповых передатчиков мощностью в несколько ватт. Радиотелефонная связь была установлена на расстоянии 25 км, между Санкт-Петербургом и Царским Селом [4].

В конце войны в фирму С. Айзенштейна были переданы для исследований радиотелефонные ламповые

передатчики, закупленные Военным ведомством во Франции. Конструктивной особенностью передатчиков явилось включение в параллель нескольких электронных ламп для получения большой выходной мощности. Эксперименты с закупленными передатчиками проводились в Петрограде в запасном батальоне. В 1914 г., почти за 3 месяца, на основе разработок С. Айзенштейна, РОБТиТ построил самые мощные в Европе передающие искровые радиостанции – Ходынскую в Москве и Царскосельскую мощностью по 300 кВт, а также приемную радиостанцию в Твери. Радиостанции использовались для связи со столицами стран Антанты. За эти разработки Франция наградила С. Айзенштейна орденом Почетного легиона и предоставила статус французского подданного.

25 ноября 1915 года Главное управление кораблестроения заключает с РОБТиТ в лице С.М. Айзенштейна контракт на постройку радиостанции мощностью 25 кВт для Морского штаба в Петрограде, которая получила название «Новая голландия».

На РОБТиТе было налажено производство радиоприемников, усилителей и передатчиков на электронных лампах. Для целей радиоразведки в 1916 году на заводе общества было налажено производство радиопеленгаторов. Эти устройства позволяли производить пеленгацию радиостанций противника и определять местоположение его штабов. К середине войны в армии и флоте вплоть до роты имелись средства радиосвязи. В этом была немалая заслуга С. Айзенштейна и его детища РОБТиТ.

В Петербурге С. Айзенштейн основал и стал редактором первого в России радиотехнического журнала «Вестник телеграфии без проводов», который выходил с 1912 г. по 1914 г.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Научные исследования и изобретения, сделанные русским ученым, радиотехником и предпринимателем С.М. Айзенштейн до 7 ноября 1917 года, явились большим вкладом в радиотехнику и не потеряли своего значения до сегодняшнего дня. Его вклад в науку оценен не только в России, но и за рубежом. Он явился автором более 60 патентов, среди которых 50 иностранных патента, полученных в США (10), Великобритании (15), Германии (5) и Франции (20). По количеству зарубежных патентов, за последние более 100 лет, в России его никто не превзошел.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Пестриков В. Продолжатель дела А. Попова – друг Г. Маркони // Радиолюбитель. 1999. № 4. С.2-3.
- [2] Eisenstein S. Researches on Undamped Oscillations//The Electrician, November 22, 1907. P.215.
- [3] Иоффе Х. Один из зачинателей отечественной радиопромышленности: С.М. Айзенштейн / Х. Иоффе // Электросвязь: ежемесячный научно-технический журнал по проводной и радиосвязи, телевидению, радиовещанию. 1991. №9. С. 46-47.
- [4] Михайлов В.А., Гончаров В.Б. Научно-исследовательский институт «Вектор» - старейшее радиотехническое предприятие России. 1908-2008. Издание второе, исправленное и дополненное. СПб.: «Бранко», 2008. 320 с.

О разнообразии почтовых занятий: почтовые станции и проблема общей финансовой состоятельности почтовой деятельности в Российской империи в 1860–1870-х гг.

С. В. Перекрестова

ФГБОУ ВО «Санкт-Петербургский государственный университет»;
ФГБУН «Библиотека Российской академии наук»
perekrestova_sofya@mail.ru

Abstract. The paper is devoted to the discussions on financing for the postal stations in Russia during the 1860–1870th. To be precise, it concerns the issue of this item of the Postal institution's expenditure being the loss-making one. During this period a wide range of measures were taken in order to stabilize the general financial situation in the country. In this regard, to some extent controversial facts of postal activity being the subject of the state monopoly and its unprofitability (including incommensurably high expenses on funding for the stations) happened to turn her “chronic” deficit into the center of special, though not reasonably effective debates.

Keywords: *post; postal service; postal regalia; postal monopoly; postal stations; postal transportations; profit and loss estimate; budget*

Проводившиеся в 1860–1870-е гг. Великие реформы, помимо прочего, были сопряжены с усилиями государства по стабилизации финансового положения в стране. Специальное внимание в этой связи уделялось проблемам почты. Это было обусловлено тем, что финансирование и работа почтовых учреждений составляли в России монопольное право государства. Соответственно, последнее было заинтересовано в постоянном росте почтовых доходов, полностью поступающих непосредственно в казну. Однако почтовый бюджет постоянно сводился с дефицитом [1, л. 126–127; 2, л. 130–130 об., 148]. Вполне, таким образом, очевидная проблема убыточной почтовой деятельности оказывалась между тем чрезвычайно сложной и многосоставной. В настоящей работе будет рассмотрен такой ее аспект, как вопрос о содержании почтовых станций, как раз и приносивших казне наибольшие убытки.

Под начальством почтового ведомства в рассматриваемый период функционировало два типа учреждений: почтовые конторы и отделения, занимавшиеся обработкой корреспонденции, и почтовые станции. Последние предназначались для осуществления

почтовой гоньбы, то есть для перевозки корреспонденции и пассажиров. Иными словами, в их функции входили не только собственно почтовые занятия, но и, в определенной мере, работа в качестве разновидности общественного транспорта. Станции различались по принципу их содержания. Одним из их типов были так называемые вольные почты. Оставаясь в подчинении губернских почтовых контор, держатели таких станций самостоятельно вели их дела и практически полностью зависели от их доходности [3, отд. паг., с. 35–45]. Конечно, такая система представлялась наиболее выгодной для государства, почти не требуя с его стороны особых затрат. Однако куда более распространенными были станции, финансировавшиеся по казенной системе. Содержание лошадей и зданий и оплата труда смотрителей в таких учреждениях осуществлялись, соответственно, за счет казны. Конкретный источник их материального обеспечения сменился в течение рассматриваемого периода с расходов в рамках земских повинностей, то есть фактически с поступлений от населения, а не из почтовых средств, но распределявшихся через казенные палаты [4, отд. паг., с. 3–4, 30], до включения этого предмета в сметы доходов и расходов Министерства внутренних дел по почтовой и телеграфной частям на общих основаниях, то есть до их снабжения из казенных ассигнований, опускавшихся этому ведомству непосредственно на нужды в данном случае почтового дела [5, с. 415–416]. При любом из этих раскладов почтовые станции получали большую часть своего финансирования от государства. Более того, почтовое ведомство компенсировало держателям расходы на транспортировку корреспонденции (прогоны). Частные лица оплачивали пользование услугами станций только в качестве пассажиров. Если при всем этом держатели входили в убытки, им полгались пособия (приплаты), и снова отнюдь не из частных средств. Полностью прекратить выдачу дополнительных выплат было бы затруднительно. Контракты с почтосодержателями в то время заключались на 12 лет [3,

отд. паг., с. 28–30], в течение которых сумма прогонов не менялась, а потому любое подорожание чего-либо необходимого в станционном хозяйстве могло грозить почтосодержателям разорением.

Необходимость в сохранении обязанности почтовых учреждений выполнять не относившиеся к работе с корреспонденцией функции, то есть перевозку пассажиров, вызвала в почтовом ведомстве серьезные сомнения. Ежегодно при подготовке очередного неутешительного отчета осуществлялся пересчет его расходной части в том виде, какой она бы приняла в случае освобождения почты от этого затратного занятия. Оказывалось, что большая часть расходов станций приходилась именно на содержание «не почтовых» лошадей [1, л. 127–127 об.; 2, л. 131 об.]. В 1864–1871 гг., в разгар разработки мер по решению иных, не относившихся к дискуссиям о станциях, аспектов проблемы убыточности почты, этот вопрос стал предметом обсуждения специальной Комиссии о сокращении расходов по содержанию почтовых станций. Ее задачей было снижение величины казенных приплат почтосодержателям. Осуществить это предполагалось посредством по крайней мере приближения станций к самофинансированию. Имелось в виду освобождение почтового ведомства от обязательства содержать всех, даже использовавшихся для перевозки пассажиров, лошадей, оставить за ним только «почтовых» животных, а расходы на остальных перевести на счет прогонов, то есть, опять же, платы за пользование ими со стороны частных лиц и учреждений. Для проведения такой меры требовалось значительное возвышение размеров прогонов. Комиссия все же относилась к подобным идеям с опаской, указывая, что в отличие от действительно не переводивших своим станциям никаких пособий европейских стран, в России фактор ее значительной площади накладывался на низкий уровень обеспечения коммуникациями. Это вело к опасности того, что попытки перенести центр тяжести снабжения станций на прогоны от клиентов привели к бы чрезмерному увеличению такс такого рода выплат, что лишь оттолкнуло бы потенциальных пассажиров (впрочем, об этом в самом почтовом ведомстве говорилось еще в начале 1860-х гг. [6, л. 85]). В этой связи Комиссия настаивала на необходимости учета, при пересмотре размера прогонов, местных условий, к примеру, масштабов развития частного извоза. Последний, между тем, также серьезно влиял на положение станций, поскольку составлял им конкуренцию. Однако и в данном случае ограждение интересов почтосодержателей представляло собой непростую задачу, так как установление монополии станций на почтовую гоньбу или хотя бы обложение сбором всех занятых в этой сфере частных лиц навредило бы крестьянам, которые занимались извозом в свободное от сельскохозяйственных работ время. К тому же, согласно действовавшему законодательству, частный извоз вообще не подлежал налогообложению. В этой связи комиссия постановила, что все, что можно было бы сделать, это внести в него поправку, по которой к не подлежащим обложению промыслам не относилась, в отличие от крестьянских подработок, соответствующая предпринимательская

деятельность. Далее комиссия обсудила и некоторые другие вопросы [7, л. 9–12 об., 22–25, 34–36, 78–125]. Составленное на основе ее предложений представление министра внутренних дел было внесено с Государственный совет 16 декабря 1873 г [8, л. 1–126 об.]. В ходе рассмотрения там оно было сокращено (к примеру, в его итоговом варианте не говорилось ни о сборе с предпринимателей, ни об учете местных условий при повышении прогонов). 21 мая 1874 г. оно было утверждено монархом. Речь в нем шла о возвышении прогонных такс для станций разных типов, упорядочении механизма утверждения комплектов лошадей, о необходимости отдавать предпочтение системе вольных почт и т. д. Срок сдачи станций к этому времени был сокращен до 3–6 лет [9, с. 811–813].

Несмотря на принятие описанных и ряда других мер, почтовая деятельность оставалась убыточной, одно только содержание станций давало около 1 млн руб. лишних по отношению к сметным прогнозам расходов. Их, впрочем, действительно не всегда можно было спрогнозировать: расходы станций могли превысить ассигнования из-за подорожания овса или эпизоотии. Важно, однако, отметить, что расходы на содержание станций действительно сокращались из года в год, как того и требовали от Почтового департамента [10, л. 27 об.; 11, л. 285–286 об.]. Впрочем, это происходило не столько из-за применения неких более рациональных подходов к ведению станционного хозяйства, сколько из-за уменьшения количества самих станций и лошадей на них, прежде всего по причине интенсивного железнодорожного строительства, в то время как «стоимость» лошадей, то есть средний расход на содержание одного животного, постоянно росла [12, л. 14]. С другой стороны, некоторых из статей доходов почта в рассматриваемый период и вовсе лишилась. Так, упоминавшимся выше законом от 21 мая 1874 г., помимо прочего, были ликвидированы подорожные. Ранее необходимость получения этих документов, регулировавших возможное количество получаемых лошадей владельцами этих подорожных, часто заставляла не желавших связываться с такими формальностями пассажиров обращаться к услугам частных извозчиков. Отмена подорожных должна была способствовать притоку пассажиров на казенные станции. Однако одновременно проведение этой меры лишало почту ранее ежегодно поступавшего от выдачи подорожных дохода. Кроме того, их отмена привела к росту числа злоупотреблений со стороны почтосодержателей, которые теперь могли вписывать в свои учетные книги лишние фамилии и тем создавать преувеличенное представление о загруженности своих учреждений. Это затрудняло процесс составления смет и принятия решений об оптимальных конных комплектах, в составе которых не оказывалось бы излишних животных [9, с. 812; 12, л. 14 об.].

Рассмотренный в настоящей работе сюжет является лишь одним из целого комплекса мер, обсуждавшихся в годы Великих реформ почтовым, финансовым и контрольным ведомствами, разного рода комиссиями и Государственным советом в целях решения проблемы

убыточности почтовой деятельности. Эти дискуссии, не приведя к серьезным практическим результатам, со всей очевидностью продемонстрировали издержки двух ее особенностей – того, что все связанные с почтовой деятельностью вопросы одновременно затрагивали интересы не только собственно почты, но и целого ряда других учреждений и групп населения, а также ее монопольного статуса. Так, почтовое ведомство было обременено множеством отнюдь не шедших на пользу его финансовому благополучию обязательств (помимо неоднозначного порядка содержания почтовых станций, трудности были связаны и с необходимостью бесплатной доставки казенной корреспонденции, которая между тем значительно превышала по своим объемам частную [1, л. 126 об.; 2, л. 128 об.–130 об.]). С другой стороны, попытки разрешения всех этих проблем сталкивались с нежеланием прочих ведомств входить из-за этого в собственные дополнительные траты, а также, прежде всего, с уверенностью в том, что почта как предмет государственной монополии должна была подчинить всю свою деятельность бесперебойному получению и передаче в казну доходов, не требуя притом увеличения государственных расходов на собственные нужды.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Российский государственный исторический архив (РГИА). Ф. 1289. Оп. 1. Д. 2269.
- [2] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 2431.
- [3] Устав почтовый // Свод законов Российской империи. Издание 1857 г. Т. XII. Ч. I / Тип. Второго Отделения С. Е. И. В. К. СПб., 1857. Отд. паг. С. 1–88.
- [4] Устав о земских повинностях // Свод законов Российской империи. Издание 1857 г. Т. IV / Тип. Второго Отделения С. Е. И. В. К. СПб., 1857. Отд. паг. С. 1–248.
- [5] О прекращении отдельного существования государственного земского сбора и присоединении его, с 1875 года, к общим государственным доходам // Полное собрание законов Российской империи (ПСЗРИ). Собр. II. Т. XLIX. Отд. II / Тип. Второго Отделения С. Е. И. В. К. СПб., 1876. № 54144. С. 415–417.
- [6] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 1842.
- [7] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 2861.
- [8] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 2862.
- [9] О сокращении расходов по содержанию почтовых станций // ПСЗРИ. Собр. II. Т. XLIX. Отд. I / Тип. Второго Отделения С. Е. И. В. К. СПб., 1876. № 53556. С. 811–812.
- [10] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 3953.
- [11] РГИА. Ф. 1289. Оп. 1. Д. 4105.
- [12] РГИА. Ф. 1152. Оп. 10. 1888 г. Д. 472.

Методы оценки пиротоков в сегнетоэлектриках по диэлектрическим измерениям

А. П. Буровихин (гр. 3209), А. Д. Кошкин (гр. 7301), А. И. Дедык, И. Л. Мыльников
Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
antonburovihin@mail.ru

Abstract. In this work, two methods for calculating pyro-currents in ferroelectrics with a first-order phase transition are considered: 1) based on the temperature-field dependences of the dielectric constant; 2) on the temperature-field dependences of the dielectric hysteresis loops.

Both methods allowed us to obtain results that do not contradict the well-known literary sources. The creation of a technique for direct measurement of pyro-currents in ferroelectrics is discussed.

Keywords: pyroelectric current; barium titanate; ferroelectric; ferroelectric ceramics

Точная количественная оценка пироэлектрических токов необходима для характеристики сегнетоэлектриков и разработки на их основе нового поколения многофункциональных устройств [1]. Примерами могут служить детекторы инфракрасного излучения, температуры и движения, рентгеновские генераторы. Однако, одним из наиболее интересных эффектов для практического применения является изменение температуры сегнетоэлектрика при приложении внешнего электрического поля – электрокалорический эффект [2]. Эффекты, одновременно возникающие в сегнетоэлектрических материалах при воздействии электрического поля, а именно: диэлектрическая нелинейность, пьезоэлектрические, тепловые свойства, возможность протекания токов различной природы приводят к необходимости их детального рассмотрения и установления взаимосвязи между ними.

В работе рассмотрены два метода расчета пиротоков в сегнетоэлектриках с фазовым переходом первого рода:

1) по температурно-полевым зависимостям петель диэлектрического гистерезиса;

2) по температурно-полевым зависимостям диэлектрической проницаемости.

Первый метод проиллюстрирован на примере керамики ВТО (BaTiO_3). Вторым методом проиллюстрирован на примере твёрдого раствора BST ($\text{Ba}_{0,55}\text{Sr}_{0,45}\text{TiO}_3$) с добавкой 12 мол.% Mg.

В основе первого метода лежат измерения петель диэлектрического гистерезиса, т.е. зависимостей поляризации P от напряжённости электрического поля E при различных температурах и скоростях изменения температуры. Далее пирокоэффициент $p=(dP/dT)E$ и пироэлектрический ток $j_{\text{pyr}} = p \cdot (dT/dt)$ рассчитываются по зависимостям остаточной поляризации от температуры при различных скоростях изменения температуры (рис. 1).

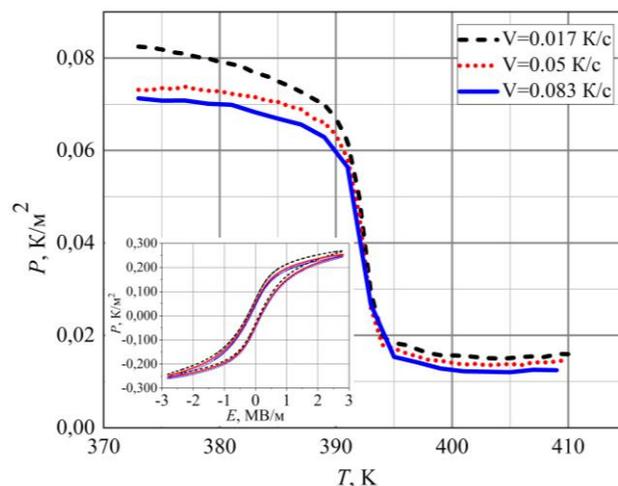


Рис. 1. Температурные зависимости поляризации для образцов керамики на основе ВТО при различных скоростях нагревания при амплитуде напряжённости электрического поля $E=3\text{MV/m}$

В основе второго метода лежит полиномиальная зависимость напряжённости электрического поля E от

поляризации P в модели Ландау-Гинзбурга для сегнетоэлектриков. Анализ экспериментальных температурных зависимостей диэлектрической проницаемости сегнетоэлектрического материала от температуры при различных напряжениях смещения позволяет рассчитать температурно-полевые зависимости величины поляризации для исследуемого материала – $P(T, E)$. Из полученных таким образом зависимостей $P(T, E)$ рассчитывается пирозлектрический коэффициент p и при известной скорости изменения температуры рассчитывается пироток j_{pir} (рис. 2). Достоинством данной методики является то, что такое измерение представляется одним из самых простых методов исследования диэлектрических свойств сегнетоэлектриков.

Обе методики позволили получить результаты, не противоречащие известным литературным источникам, однако рассмотренные методики являются косвенными.

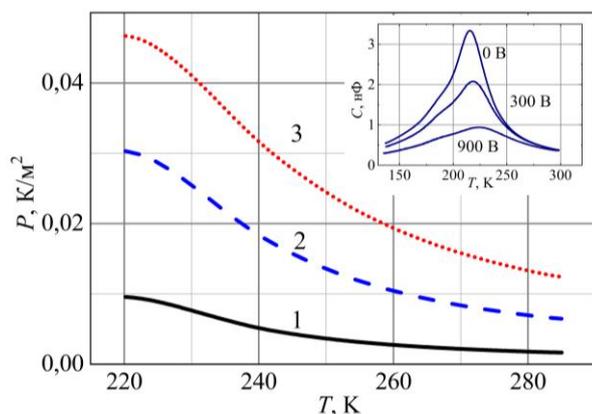


Рис. 2. Температурные зависимости поляризации для образцов керамики BST с 12 мол.% магнийсодержащей добавки при напряженностях полей 1 – 0,2 В·мкм⁻¹, 2 – 0,8 В·мкм⁻¹, 3 – 1,6 В·мкм⁻¹

Была предложена методики прямого измерения пиротоков в сегнетоэлектриках. За основу установки для измерения пиротоков взята модификация схемы Сойера-Тауэра. Основным отличием от классической схемы является использование постоянного смещения вместо переменного сигнала (рис. 3).

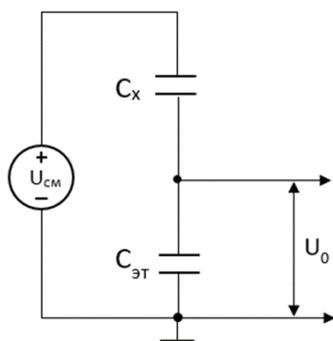


Рис. 3. Принципиальная схема измерительной части установки

Исследуемый образец C_x помещается в измерительную ячейку и с помощью подвижного столика устанавливается необходимая ориентация образца в пространстве. Для создания начальной индуцированной поляризации в образце и накопления заряда на обкладках конденсаторов C_x и $C_{эт}$ (рис. 3) подаётся постоянное электрическое смещение $U_{см}$. Всё падение напряжения происходит на конденсаторе C_x , что влечёт за собой определённые трудности непосредственного измерения, так как измерительные приборы имеют ограничение по входному напряжению. Поэтому изменение уровня сигнала измеряется на эталонном конденсаторе при помощи высокочастотного осциллографа. Затем образец облучают импульсами лазерного излучения. Мощность излучения, период и длительность импульса выбираются отдельно для каждого эксперимента, исходя из геометрии образца и исследуемого сегнетоэлектрического материала. При воздействии на образец лазерного излучения происходит нагревание СЭ. Из-за изменения температуры его поляризация меняется, соответственно меняется его диэлектрическая проницаемость и, следовательно, ёмкость исследуемого конденсатора. Изменение ёмкости влечёт за собой перераспределение зарядов между обкладками конденсаторов, как следствие потенциал в точке между конденсаторами (U_0) изменяется относительно установившегося значения. Это отклонение детектируется, записывается и выводится на компьютер. Полученный отклик пирозлектрического тока представлен на рис. 4. Экспериментальная реализация предложенного метода измерений требует дальнейшей тщательной проработки.

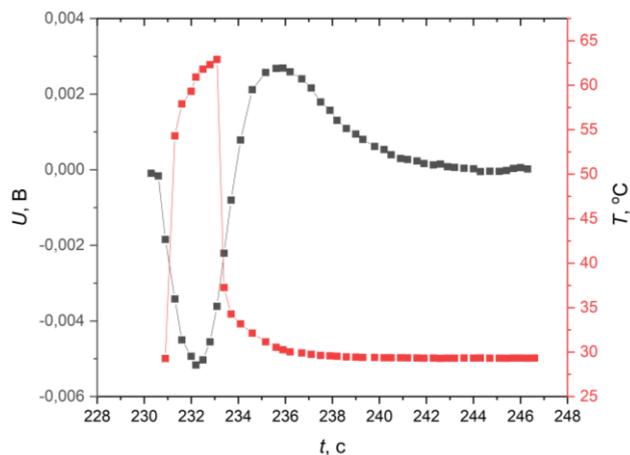


Рис. 4. Синхронизированные временные зависимости напряжения на конденсаторе $C_{эт}$ и температуры на исследуемом образце

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] S. Jachalke, E. Mehner, H. Stoecker, et al. How measure the pyroelectric coefficient? // Appl. Physics Rev. 4, 021303-1 – 021303-17(2017).
- [2] Струков Б.А., Пирозлектрические материалы: свойства и применения // Соросовский образовательный журнал, №5, 1998, С. 96–101.

Модификация метода зеркальных изображений для уточнения теоретической модели в лабораторной работе по исследованию электростатического поля двухпроводной линии методом моделирования

З. А. Кутын, И. Л. Шейнман

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Abstract. A method is proposed to refine the theoretical model for describing the electrostatic field of a two-wire line using a simulation method in a conducting medium. To account for the edge effect on the border of the modeled area, a modification of the mirror image method was used. According to the results, a good agreement was achieved between the field modeled in the experimental setup and the theoretical calculation.

Keywords: physics; laboratory work; electrostatics; two-wire line; modeling method in conducting medium

При обработке экспериментальных значений в рамках лабораторной работы на кафедре физики по исследованию электростатического поля двухпроводной линии методом моделирования, было отмечено существенное расхождение между полем, рассчитанным на основе измерений распределения потенциалов на экспериментальной модели, и предлагаемой в описании работы теоретической зависимостью. Теоретическая зависимость напряженности электростатического поля на оси, проходящей через центры электродов, представленная как суперпозиция полей от двух электродов, имеет вид

$$\mathbf{E} = \mathbf{E}_1 + \mathbf{E}_2 = 2k\tau_1 \left(\frac{\mathbf{r}_1}{r_1^2} - \frac{\mathbf{r}_2}{r_2^2} \right), \quad (1)$$

где r_1 и r_2 – расстояния от центров электродов до точки наблюдения, линейная плотность заряда τ_1 определялась путем усреднения N экспериментальных значений напряженности E_i в точках x_i , находящихся между электродами.

$$\tau_1 = \left\langle \frac{r_1 r_2 E_i}{2k(r_i + r_{2i})} \right\rangle = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{r_1 r_2 E_i}{2k(r_i + r_{2i})}.$$

На рис. 1 приведен график распределения напряженности. Пунктирной линией показана теоретическая кривая, квадратами – экспериментальные значения. Видно, что теоретическая кривая неверно описывает поле вблизи границ вследствие наличия краевого эффекта. Конечность размеров используемой для моделирования проводящей бумаги оказывает существенное влияние на распределение потенциала и структуру поля на макете.

Чтобы учесть влияние границ листа, можно использовать метод изображений. В методе изображений влияние границы заменяют эквивалентной системой вспомогательных зарядов – изображений. Обоснованием метода зеркальных изображений и правильности полученного в результате его применения решения служит теорема единственности, согласно которой электрические поля в областях, ограниченных геометрически совпадающими поверхностями, тождественны, если одинаковы граничные условия.

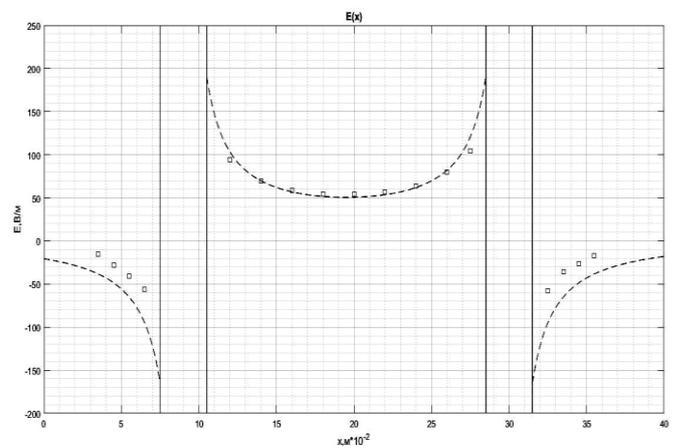


Рис. 1.

Для применения метода необходимо добиться, чтобы на месте границы поле от вспомогательных зарядов вело себя так же, как поле на границе. Поскольку вектор плотности тока $\mathbf{j} = \sigma \mathbf{E}$, которым моделируется электростатическое поле, вблизи границы направлен параллельно ей, а его нормальная составляющая равна нулю, поле основных и вспомогательных зарядов должно давать нулевую нормальную составляющую поля на границе.

Такой системой вспомогательных зарядов будут зеркально размещенные относительно стенки заряды того же знака. При этом для удовлетворения граничным условиям надо «зеркалить» все заряды, как основные, так и дополнительные, относительно всех стенок. В итоге получится следующая картина размещения вспомогательных зарядов, рис. 2.

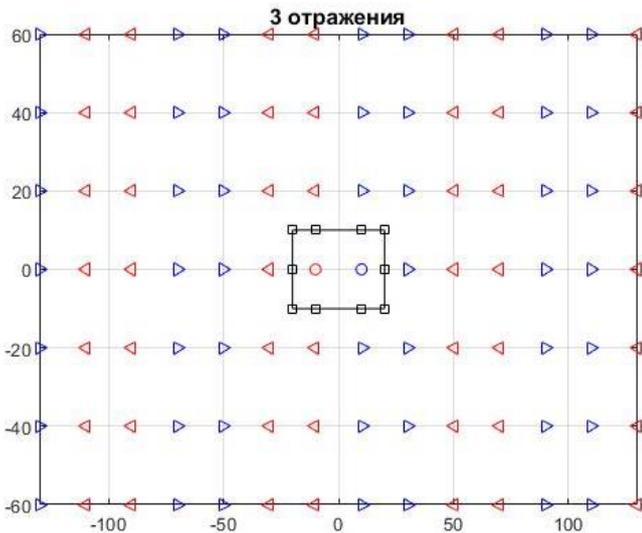


Рис. 2.

Картина повторяется бесконечно во все стороны, поэтому для нахождения поля нужно искать сумму ряда. Для проведения расчетов напряженности можно ограничиться несколькими первичными и вторичными отражениями.

Для решения данной задачи была написана программа, рассчитывающая координаты отраженных зарядов. На границах были выбраны 10 точек симметрии, которые на рис. 2 показаны квадратами. Они разделены на подгруппы: для положительного и отрицательного электродов, для точек, находящихся в 1–4 четвертях, и для точек, чьи

координаты по оси абсцисс совпадают с координатой электрода.

Алгоритм определяет положение точки по координатам, соотносит ее с определенной подгруппой и находит координаты отраженных точек относительно всех точек симметрии в подгруппе по формулам:

$$x_o = 2x_c - x, \quad y_o = 2y_c - y,$$

где (x_o, y_o) – координаты зеркально отраженной точки, (x_c, y_c) – координаты точки симметрии, (x, y) – координаты отражаемой точки.

Таким образом, координаты точек любого отражения выражаются через координаты точек предыдущего отражения, и мы можем получить расположение точек после произвольного количества отражений.

Значение вектора напряженности в определенной точке может быть найдено как суперпозиция полей, создаваемых исходными и отраженными зарядами

$$\mathbf{E} = \sum_i \mathbf{E}_i = \sum_i \frac{2k\tau_2}{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} \begin{pmatrix} x-x_i \\ y-y_i \end{pmatrix} \quad (2)$$

В данной формуле фигурирует линейная плотность заряда τ_2 . В отличие от τ_1 из формулы (1), рассчитанной по суперпозиции полей только исходных зарядов, τ_2 должна быть рассчитана с учетом отраженных зарядов согласно

$$\tau_2 = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \tau_{2j} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left[E_j \left(\sum_i \frac{2k(x-x_i)}{(x-x_i)^2 + (y-y_i)^2} \right)^{-1} \right].$$

Зависимости распределения напряженности вдоль линии, соединяющей центры электродов, с учетом первой и второй серий отражений приведены на рис. 3 синей сплошной линией, без учета отражений – красным пунктиром.

Таким образом, для описания поля вблизи границ ограниченных поверхностей нельзя пренебрегать краевым эффектом. Метод зеркальных изображений для определения влияния границ дает зависимость, близкую к экспериментальным значениям, полученным на лабораторной установке, даже при учете первого отражения.

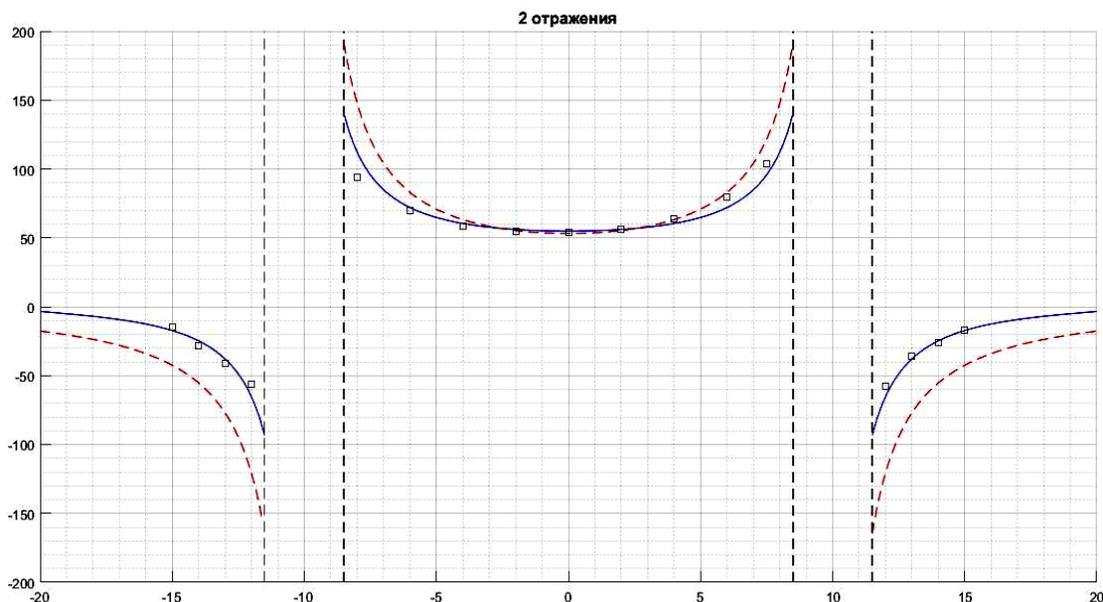


Рис. 3.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

[1] Электромагнетизм: лаб. практикум / Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет "ЛЭТИ" им. В.И. Ульянова (Ленина). / Вяткин В.М., Козлов Д.М., Кузьмина

Н.Н., Мамыкин А.И., Шишкина М.Н., Шейнман И.Л. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2015. 55 с.

[2] https://ru.wikipedia.org/wiki/Метод_изображений

Численный расчёт динамики пучка в поле бегущей встречной волны для задачи создания ЛСЭ

Р. В. Калашник¹, Н. А. Лесив², А. М. Альтмарк³, К. Р. Мухамедгалиев⁴

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹kalashnik872@gmail.com, ²nikita.lesiv@gmail.com, ³alexaltmark@gmail.com, ⁴kamilwork9@gmail.com

Abstract. The paper presents the results of the grouping process modeling of relativistic electron bunches in BDWF ALM. Also, this work contains the calculation results based on the beam dynamics. These results can be applicable to the development of a free electron laser.

Keywords: free electron laser; electron bunches; cylindrical dielectric waveguide

на основе излучения ультрарелятивистских электронов (энергия электронов превышает энергию покоя), колеблющихся под действием внешнего электрического и (или) магнитного поля. Благодаря ЛСЭ можно получить монохроматическое излучения в диапазоне длин волн от 0,1 нм до 1 мм [1], причём длину волны можно быстро перестроить на несколько десятков процентов.

I. ЛАЗЕР НА СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНАХ

Лазер на свободных электронах (ЛСЭ) – это устройство для генерации и усиления электромагнитных колебаний,



Рис. 1. Упрощённая схема ЛСЭ

На рис.1 представлена упрощённая схема ЛСЭ. Ускоренный пучок заряженных частиц проходит через магнитное устройство, называемое ондулятором или вигглером, в котором электроны проходят по периодической в пространстве траектории и начинают излучать. В роли ондулятора может выступать спиральная обмотка, ток в которой будет возбуждать винтовое магнитное поле, или же система из магнитов чередующейся полярности [2].

II. ЧИКЕЙН

После прохождения пучка электронов ускоряющей секции возможна ситуация разброса сгустка, то есть он имеет вытянутую форму. Для создания более короткая сгустка после ускорителя ставят специальную систему из магнитов, которая называется чикейн (от английского «chicane») [3], конструкция данного устройства изображена на рис. 2.

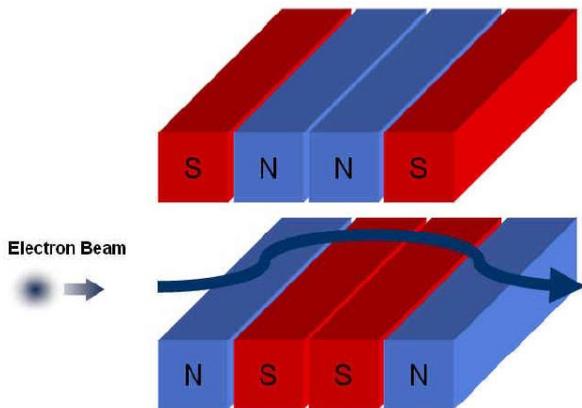


Рис. 2. Конструкция чикейна

Первые два диполя отклоняют пучок вверх, последние два вниз. Частицы с более высокой энергией, которые находятся в «хвосте» сгустка, изгибаются меньше и имеют меньшую длину пути внутри диполей, чем частицы с более низкой энергией, которые находятся в «голове» сгустка [4], в итоге, после прохождения чикейна сгусток сжимается.

III. ОБЩИЙ ПРИНЦИП РАБОТЫ УСТРОЙСТВА

Устройство представляет из себя цилиндрический волновод с диэлектрическим заполнением (рис. 3). Из ускорителя в волновод залетает пучок электронов со скоростью близкой к скорости света. Навстречу ему распространяется ВЧ-волна, в результате пучок начинает совершать периодические колебания в пространстве (рис. 4), а позже происходит модуляция по плотности заряда, то есть сгусток начинает разбиваться на несколько отдельных пучков.

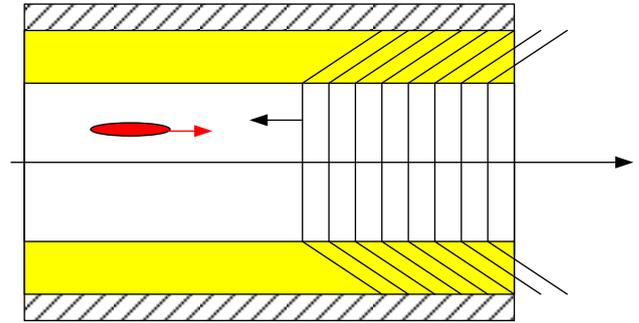


Рис. 3. Конструкция устройства для группирования пучков

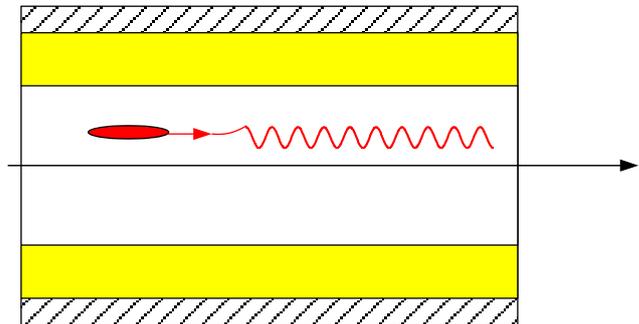


Рис. 4. Взаимодействие пучка и волны

IV. РАСЧЁТ ДИНАМИКИ

Второй закон Ньютона:

$$F = \frac{dp}{dt} \quad (1)$$

Из (1) выразим dp и используя аппроксимацию Эйлера получаем следующее выражение:

$$p_i = p_{i-1} + F_{i-1} \Delta t \quad (2)$$

Далее запишем выражение для импульса и энергии:

$$p = \gamma m v \quad (3)$$

$$W = \gamma m c^2 \quad (4)$$

где $\gamma = \frac{1}{\sqrt{1 - v^2 / c^2}}$ – релятивистский фактор.

Разделим (3) на (4):

$$\frac{p}{W} = \frac{v}{c^2},$$

$$v = p \frac{c^2}{W} dt. \quad (5)$$

Далее, с учётом того, что $v = \frac{dr}{dt}$ перепишем выражение (5) следующим образом:

$$r_i = r_{i-1} + p_{i-1} \frac{c^2}{W} \Delta t. \quad (6)$$

Таким образом, модуль динамики базируется на выражениях (6) и (2).

V. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

На основе (2) и (6) была построена модель симметричной ТМ-волны и смоделирован процесс взаимодействия пучка электронов с бегущей волной. На рис. 5 изображено распределение частиц до прохождения в волноводе, на рис. 6 – после.

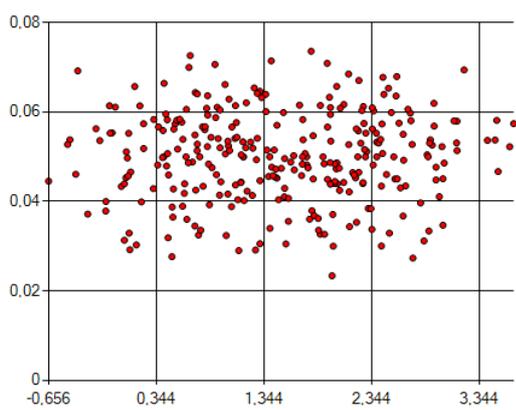


Рис. 5. Распределение частиц в начале моделирования

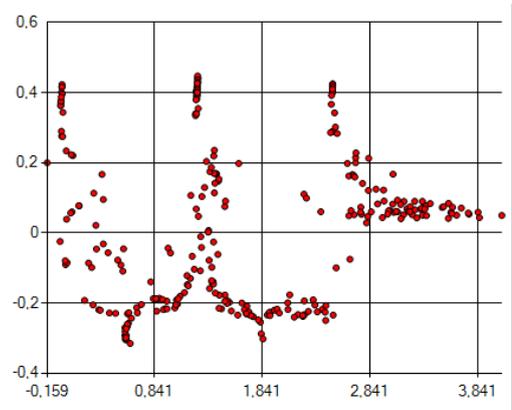


Рис. 6. Распределение частиц после прохождения структуры

Из рис. 6 после прохождения структуры пучком электронов начинается модуляция частиц по плотности заряда, но получившиеся сгустки рассыпаются в процессе прохождения. Поэтому было решено добавить квадрупольную магнитную систему, которая будет обеспечивать фокусировку частиц (рис 7).

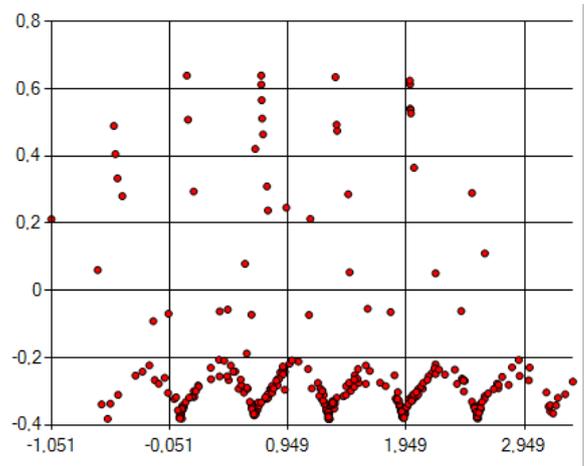


Рис. 7. Распределение частиц после прохождения структуры

Из рис. 7 частицы собираются в небольшие сгустки, но в процессе прохождения небольшое число электронов теряется.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Винокуров Н.А., Шевченко О.А. Лазеры на свободных электронах и их разработка в Институте ядерной физики им. Г.И. Будкера СО РАН // УФН. 2018. Т. 188, вып. 5, С. 493-507.
- [2] Трубецков Д.И., Храмов А.Е. Лекции по сверхвысокочастотной электронике для физиков. Т. 2. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. 648 с.
- [3] Carlsten B. Tutorial on X-Ray Free-Electron Lasers // IEEE Transactions on Plasma Science. 2018. V. 46. P. 1-12.
- [4] Carlsten B., Russell S. Subpicosecond compression of 0.1-1 nC electron bunches with a magnetic chicane at 8 MeV // Physical Review E. 1996. V. 53. P. 2072-2075

Исследование и разработка программных средств для управления РЧ последовательностями в целях повышения контраста МР изображений

Ю. В. Богачев¹, А. В. Никитина²

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет
«ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

¹ yu.bogachev@mail.ru, ² nastya_nikitina1996@mail.ru

Abstract. The effect of magnetic nanoparticles on the NMR signal intensity for different concentrations of magnetic nanoparticles was studied. Recommendations on the choice of optimal values of parameters of pulse radio-frequency sequences and concentrations of magnetic nanoparticles for MRI diagnostics using negative contrasting agents are developed. A program for modeling magnetic resonance tomograms and determining the optimal values of the RF sequence parameters to achieve the best contrast of magnetic resonance images was developed.

Keywords: MRI; contrast; magnetic nanoparticles; RF sequence; negative contrasting agents

I. ВВЕДЕНИЕ

Диагностическая ценность получаемого магнитно-резонансного (МР) изображения определяется его контрастом, который зависит от интенсивности сигнала. Перспективными контрастирующими агентами для МРТ являются мультимодальные негативные агенты на основе магнитных наночастиц (МНЧ), которые могут выполнять не только диагностические, но и терапевтические функции. При этом актуальным для МРТ-исследований в присутствии МНЧ становится анализ и оптимизация параметров импульсных радиочастотных (РЧ) последовательностей [1–3].

II. ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНЫХ НАНОЧАСТИЦ

Проведены исследования ЯМР – релаксации протонов биологических жидкостей в присутствии негативных контрастных агентов на основе МНЧ оксида железа. Исследовались релаксационные характеристики магнитных наночастиц на основе оксида железа в 2% агар-агаре [4–6]. Полученные характеристики приведены в табл. I.

ТАБЛИЦА I РЕЛАКСАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МНЧ

C, ммоль/л	T ₁ , мс	T ₂ , мс
0.5	1260	7.13
1	828	3.96
2	488	1.64
4	282	0.94
8	151	0.66

III. ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ РЧ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

На основании исследования ЯМР-релаксации были построены графики зависимости интенсивности МР-сигнала от концентрации МНЧ для трех наиболее часто используемых в МРТ последовательностей («спин-эхо», «инверсия-восстановление», градиентная последовательность). Пример такой зависимости для последовательности «спин-эхо» приведен на рис. 1.

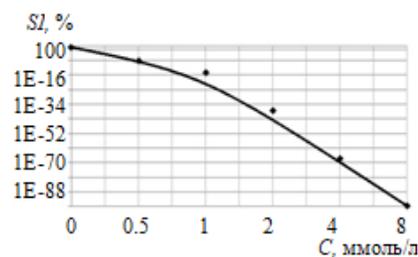


Рис. 1. Зависимость интенсивности МР – сигнала от концентрации МНЧ

Кроме того, для всех РЧ последовательностей в зависимости от концентрации МНЧ были смоделированы интенсивности МР – сигнала в оттенках серого, на которых с уменьшением интенсивности сигнала происходит изменение цвета от белого до черного (пример для последовательности «спин-эхо» на рис. 2).

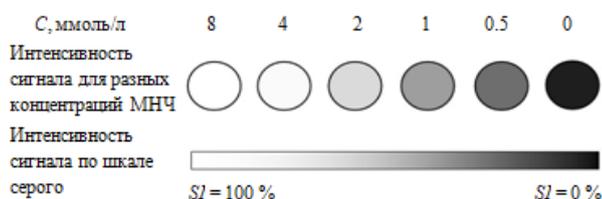


Рис. 2. Интенсивность МР сигнала в оттенках серого для различных концентраций МНЧ

Из рис. 1 и 2 можно сделать вывод о том, что исследуемые МНЧ значительно уменьшают интенсивность сигнала на T2-взвешенных МР-томограммах в области накопления МНЧ. Уменьшение интенсивности сигнала характеризует исследуемые МНЧ как хорошие негативные контрастные агенты.

При практическом использовании МНЧ оксида железа в качестве негативных контрастных агентов возникает необходимость определения оптимальных параметров импульсных РЧ последовательностей для различных концентраций МНЧ. Для трех импульсных последовательностей: «спин-эхо», «инверсия-восстановление» и градиентная были исследованы зависимости интенсивностей МР-сигнала от параметров этих последовательностей и сформулированы рекомендации по выбору оптимальных значений этих параметров для достижения наилучшего контраста в присутствии МНЧ.

Зависимости интенсивности МР сигнала от параметров TE и TR последовательности «Спин-Эхо» для различных концентраций МНЧ приведены на рис. 3 и 4 соответственно.

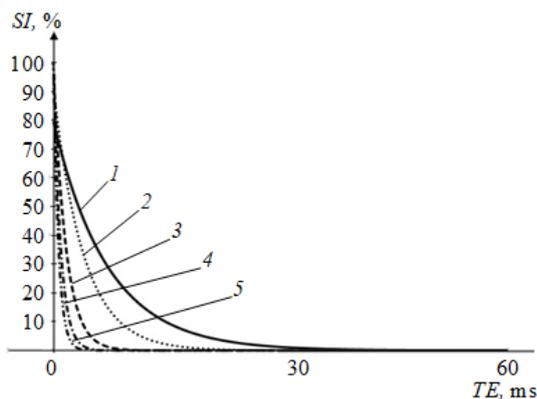


Рис. 3. Интенсивность МР сигнала в зависимости от времени эхо (TE) для различных концентраций МНЧ

На рис. 3 и 4 используются следующие концентрации МНЧ: 1 – 1 ммоль/л, 2 – 2 ммоль/л, 3 – 4 ммоль/л, 5 – 8 ммоль/л.

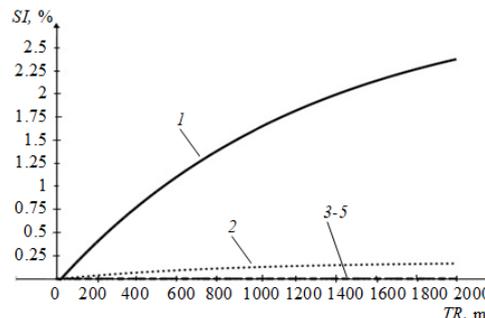


Рис. 4. Интенсивность МР сигнала в зависимости от времени повторения (TR) для различных концентраций МНЧ

На основании анализа полученных зависимостей были сформулированы рекомендации по выбору оптимальных значений параметров импульсных РЧ последовательностей для МРТ в присутствии МНЧ (табл. II). Данные оптимальные значения параметров РЧ последовательностей позволят улучшить контраст МР изображений и ускорить исследование МРТ. Аналогичные рекомендации можно так же разработать и для любых других веществ.

ТАБЛИЦА II РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ВЫБОРУ ПАРАМЕТРОВ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Импульсная последовательность	Параметр последовательности	Оптимальные значения параметра для МРТ-исследований в присутствии МНЧ
«Спин-эхо»	Время эхо (TE)	> 40 мс
	Время повторения (TR)	< 1200 мс
«Инверсия-восстановление»	Время инверсии (TI)	> 800 мс
«Градиентная»	Угол отклонения (FA)	> 60°

IV. ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ОПТИМИЗАЦИИ ПАРАМЕТРОВ РЧ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Для выбора оптимальных параметров импульсных РЧ последовательностей при проведении МРТ-исследований в присутствии МНЧ в среде Delphi была разработана программа, наглядно иллюстрирующая изменение контраста МР-изображений для различных концентраций МНЧ. Скриншот окна программы для МРТ исследования в отсутствие контрастных агентов представлен на рис. 5. В окне этой программы отображаются графики зависимости интенсивности МР-сигнала от различных параметров выбранной РЧ последовательности для веществ головного мозга и смоделированные МР-изображения, отображающие интенсивность сигнала по шкале серого. Пользователь может изменять значение параметра последовательности, при этом будут динамически изменяться как графики зависимости интенсивности от этих параметров, так и смоделированные МР изображения. Благодаря чему пользователь сможет выбрать оптимальное значение контраста, необходимое в том или ином МР исследовании.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Исследованы три импульсные РЧ последовательности и оценено влияние параметров этих последовательностей на интенсивность МР-сигнала и контраст МР-изображения. Получены оптимальные значения данных параметров для достижения лучшего контраста, а также проверена достоверность этих значений на реальных томограммах.

Проведен анализ влияния МНЧ на контраст МР-изображения. Разработаны рекомендации для выбора параметров импульсных РЧ последовательностей для МРТ в присутствии МНЧ.

Определены оптимальные параметры импульсных РЧ последовательностей при использовании МНЧ в качестве контрастирующих агентов. Исследованы зависимости интенсивностей сигнала ЯМР от параметров трех импульсных РЧ последовательностей и сформулированы рекомендации по выбору лучших значений этих параметров для достижения наиболее хорошего контраста.

В среде Delphi разработана программа, наглядно иллюстрирующая изменение контраста МР-изображений при изменении параметров импульсных РЧ последовательностей. В этой программе реализованы три последовательности: спин-эхо, инверсия-восстановление и градиентная последовательность. В данной программе представлена возможность изучения графиков зависимости интенсивности МР-сигнала от параметров последовательности при использовании МНЧ. Используя данную программу пользователь может оценить влияние параметров импульсных последовательностей на контраст МР-изображений, подобрать оптимальные параметры последовательностей и определить необходимую концентрацию МНЧ для улучшения контраста МР-изображений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Ринкк П.А. Магнитный резонанс в медицине. Основной учебник Европейского форума по магнитному резонансу. М.: ГЭОТАР МЕД, 2003. 247 с.
- [2] Богачев Ю.В., Князев М.Н., Марченко Я.Ю. и др. Диагностический магнитный резонанс. СПб: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2013. 212 с.
- [3] Казначеева А.О. Анализ информативности данных, полученных различными томографическими методами // Вестник II межвузовской конф. молодых ученых., т. 2 СПб. 2005 / СПбГУ ИТМО, СПб, 2005, С. 225-228.
- [4] NMR Relaxation Efficiency of Aqueous Solutions of Composite Mg x Zn y Fe3-x-y O4 Nanoparticles / Bogachev, Y.V., Nikitina, A.V., et al. // Applied Magnetic Resonance, 2017, V. 48, I. 7, P. 715-722
- [5] Воронов В.К. Ядерный магнитный резонанс // Соросовский образовательный журнал. 1996, №10. С.70-75.
- [6] Hore P.J. Nuclear Magnetic Resonance /oxford university press, 2015, 112 p.

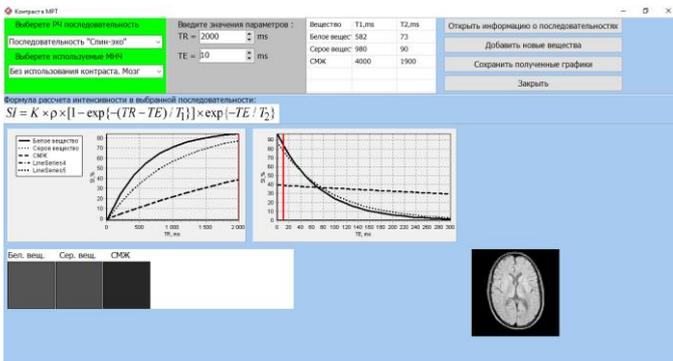


Рис. 5. Скриншот окна разработанной программы в МРТ исследовании в отсутствие МНЧ

Так же в программе существует возможность моделирования МР изображений при МРТ исследованиях в присутствии МНЧ. Рабочее окно программы этого режима представлено на рис. 6.

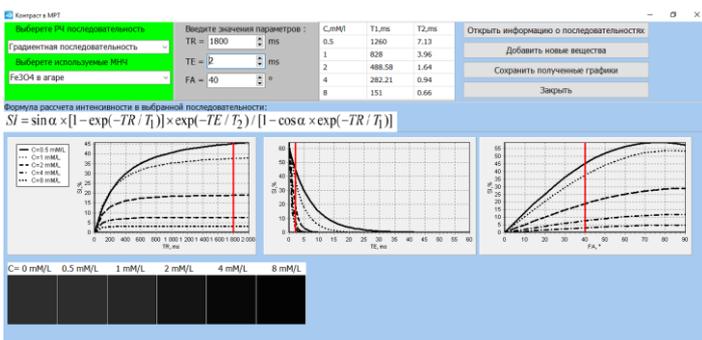


Рис. 6. Скриншот окна разработанной программы в МРТ исследовании в присутствии МНЧ

При использовании магнитных наночастиц также отображается график зависимости интенсивности сигнала МР от параметра последовательности для пяти концентраций МНЧ. Также в окне программы смоделированы изображения, показывающие интенсивность сигнала по шкале серого. В данном режиме работы пользователь может не только исследовать используемые в программе частицы, но и добавить собственные. Для этого ему необходимо знать времена релаксации данных частиц.

Таким образом, используя эту программу, пользователь может оценить влияние параметров последовательности импульсов на контраст МР изображений, выбрать оптимальные параметры последовательности и определить необходимую концентрацию МНЧ для улучшения контрастности изображений МР.

Разработанная программа контроля параметров импульсных ВЧ последовательностей может быть использована и для обучения студентов и медицинского персонала.

Трансформатор Тесла своими руками

М. Д. Горин, А. Н. Черенёв, А. И. Мамыкин
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

I. ВВЕДЕНИЕ

Знаменитый изобретатель Никола Тесла имеет немало заслуг в области науки и техники. Однако самым известным его изобретением является его резонансный трансформатор, более известный как катушка Теслы. Данный трансформатор являлся одним из первых электронных устройств для беспроводной передачи информации.

II. ЦЕЛИ

Целью нашего доклада заключается в доказательстве того, что при должном интересе возможно собрать трансформатор Теслы дома, своими руками.

Для достижения этой цели нам необходимо было выполнить следующие задачи:

- Разобрать принцип работы трансформатора Теслы на примере простейшего трансформатора и качера Бровина.
- Найти необходимые для сборки компоненты.
- Собрать трансформатор по схеме качера Бровина и проверить его работу.

III. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ

A. Трансформатор Теслы

1) Суть

Трансформатор Теслы – резонансный трансформатор, который был запатентован Николой Теслой 22 сентября 1896 года. Один из самых известных электротехнических приборов, получивший широкую известность, благодаря частому упоминанию в медиа культуре из-за своих запоминающихся свойств и эффектного внешнего вида: благодаря тому, что в результате работы устройства на его выходе напряжение может возрастать в десятки, а то и в сотни раз, в воздухе проходит яркая электрическая дуга.



Рис. 1. Разряд трансформатора Теслы

Сам Тесла использовал прибор для генерации и распространения электрических колебаний, направленных на управление устройствами на расстоянии без проводов (радиоуправление), беспроводной передачи данных (радио) и беспроводной передачи энергии. На сегодняшний день многие считают, что трансформатор Теслы используется в основном в декоративных и развлекательных целях, однако почти половина автомобильных катушек зажигания (в которых заряженная емкость с помощью тиристора или транзистора разряжается на первичную обмотку) являются трансформаторами Теслы. Также трансформаторы Теслы используются в качестве детекторов утечек в высоковакуумных системах.

2) Принцип работы трансформатора Теслы на примере его простейшей модели

Простейший трансформатор Теслы включает в себя входной трансформатор, катушку индуктивности, состоящую из первичной и вторичной обмоток, разрядник, конденсатор, тороид (используется не всегда) и терминал.

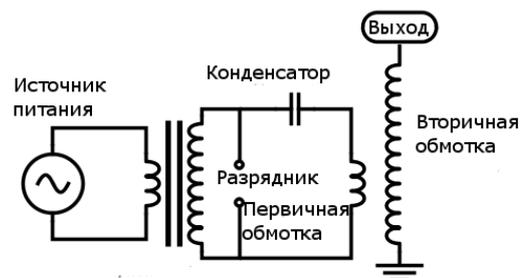


Рис. 2. Схема простейшего трансформатора Теслы

Первичная обмотка обычно содержит всего несколько витков медной трубки или провода большого диаметра, а вторичная около 1000 витков провода меньшей площади сечения. Первичная катушка может быть плоской (горизонтальной), конической или цилиндрической (вертикальной). В отличие от обычных трансформаторов, здесь нет ферромагнитного сердечника. Таким образом, взаимная индукция между двумя катушками гораздо меньше, чем у трансформаторов с ферромагнитным сердечником. Первичная катушка вместе с конденсатором образует колебательный контур, в который включён нелинейный элемент – разрядник.

Разрядник, в простейшем случае, обыкновенный газовый, представляет собой два массивных электрода с регулируемым зазором. Электроды должны быть устойчивы к протеканию больших токов через электрическую дугу между ними и иметь хорошее охлаждение.

Вторичная катушка также образует колебательный контур, где роль конденсатора выполняют ёмкость тороида и собственная межвитковая ёмкость самой катушки. Вторичную обмотку часто покрывают слоем эпоксидной смолы или лака для предотвращения электрического пробоя.

Терминал может быть выполнен в виде диска, заточенного штыря или сферы и предназначен для получения предсказуемых искровых разрядов большой длины.

В. Качер Бровина

Одним из вариантов конструкции трансформатора Теслы является сконструированный и запатентованный Владимиром Ильичем Бровиным в 1987 датчик Бровина (названный автором «качер» – качель реактивностей).

В устройство был добавлен транзистор. Устройство представляет собой полупроводниковый разрядник, в котором разряд электрического тока происходит без образования электрической дуги (плазмы), после чего кристалл транзистора полностью восстанавливается после пробоя. Объясняется это тем, что мы имеем обратимый лавинный пробой.

В 1998 г. датчик Бровина был применен в МГТУ им Баумана для измерения аномалий гравитации, для авиаразведки полезных ископаемых и оценка его работы была самая положительная.

Используя свое открытие, Бровин создал действующие образцы датчиков:

- датчики измерения угла и расстояния;
- феррозонд для измерения магнитного поля Земли (может быть использован как чувствительный элемент для бесконтактного измерения тока в цепи);
- датчик-акселерометр на малые ускорения или частоты колебаний в доли герц;

- устройство для зарядки батареек и аккумуляторов.

IV. СБОРКА

На основе принципиальной схемы качера Бровина легко собрать трансформатор Теслы своими руками. Для этого всего лишь необходимо уметь паять и быть знакомым с техникой безопасности при работе с высоким напряжением.

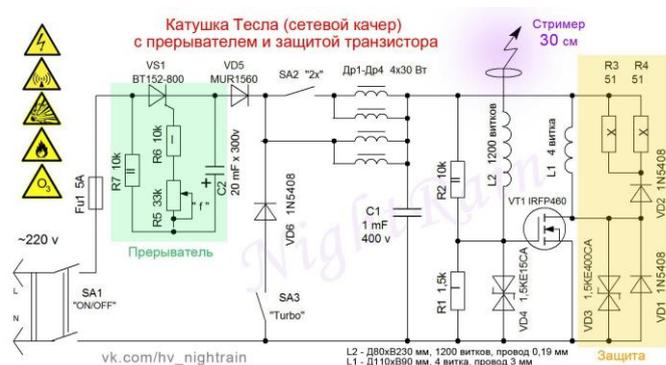


Рис. 3. Схема, использованная при сборке.

Для собранной нами катушки понадобились:

- Н520РТ, 5 А, 250 В, Предохранитель выводной
- МО-200 (С2-23) 2 Вт, 10 кОм, 5%, Резистор металлооксидный
- CF-50 (С1-4) 0.5 Вт, 10 кОм, 5%, Резистор углеродистый, 20 шт.
- Резистор подстроечный 1вт 33Ком
- К50-29, 22 мкф, 300 В, Конденсатор электролитический алюминиевый аксиальный
- BT152-800R.127, Тиристор 20А 800В 32 мА [ТО-220АВ]
- Диод 3А 1000V 1N5408 DO-201AD – 3 шт.
- Дросселя от ЛДС, 30 Вт, – 3 шт.
- К73-17 имп, 1 мкФ, 400 В, 5%, MKT VOXED, В32524Q6105J000, Конденсатор металлоплёночный – 1шт
- CF-100 (С1-4) 1 Вт, 1.5 кОм, 5%, Резистор углеродистый
- 1.5KE15CA, Защитный диод двунаправленный, 1500Вт, 15В, [DO-201] – 1 шт
- 1.5KE400CA, Защитный диод двунаправленный, 1500Вт, 400В, [DO-201] – 1 шт
- КД226Д, Диод выпрямительный – 3 шт
- Резистор 510 м, 10Вт – 2 шт
- IRFP460APBF, Транзистор, N-канал 500В 20А [ТО-247АС]

V. РЕЗУЛЬТАТ

На трубу диаметром 7.5 см и высотой 25 см, которая используется в качестве каркаса, был намотан тонкий провод (около 1200 витков), который впоследствии был покрыт лаком. На верхнюю часть трубы был установлен разрядный терминал.

Первичная обмотка наматывалась на пластиковой муфте и содержит 4 витка толстого медного провода в изоляции.

Большая часть деталей располагается на печатной плате, которая имеет размеры 5x10 см. Транзистор установлен на радиатор. Также установлен кулер для охлаждения элементов. Тиристор и диод VD5, хотя и рассчитаны для установки на радиатор, но не нуждаются в этом, так как почти не нагреваются.



Рис. 5. Работающий трансформатор без внешнего корпуса

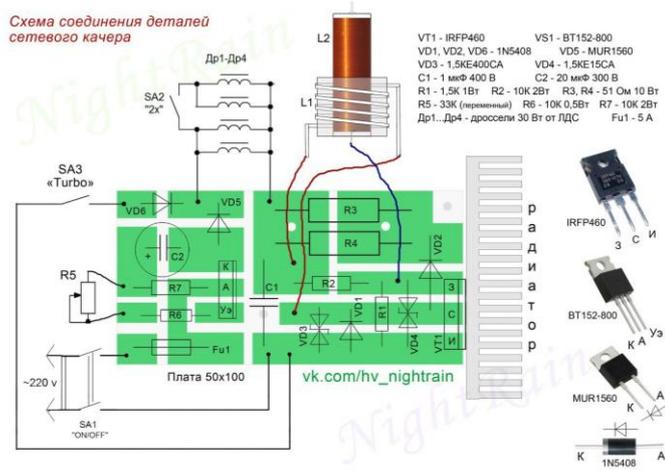


Рис. 4. Подробная схема сборки устройства и раскладки компонентов на самодельной печатной плате

Для избежания потерь по току все детали соединялись проводами не менее 2 мм в диаметре. Особенно это имеет значение для проводов, ведущих к первичной обмотке. Провода к первичной катушке и вторичной катушке должны быть как можно короче, с соответствующими разъёмами для подключения катушек.

БЛАГОДАРНОСТЬ

Выражаем большую благодарность Николаю Кондратовичу за предоставленную инструкцию и энтузиазм!

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] https://ru.wikipedia.org/wiki/Трансформатор_Теслы
- [2] <http://solo-project.com/articles/10/kacher-brovina-princip-deystviya-i-samostoyatel'naya-sborka.html>
- [3] <http://teslacoil.ru/>

Моделирование баланса оксидативных и антиоксидантных процессов в биосистемах

О. Д. Куранова, Т. Гришанова

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)

Аннотация. На основании экспериментальных результатов и последующего математического моделирования установлено, что свободнорадикальные процессы, происходящие в биосистеме, играют ведущую роль в нейрогуморальной регуляции основных функций организма, что позволяет перестраивать в широких пределах совместное функционирование оксидативных и антиоксидантных процессов в соответствии с реакцией нервной и эндокринной систем на изменение факторов внешней среды.

Ключевые слова: свободные радикалы; антиоксидантная система; активные формы кислорода; связанные состояния в жидких кристаллах; деполаризация клеточных мембран

Исторически сложилось представление, что действие активных форм кислорода (АФК) на организм ведёт к появлению патологий, в том числе социально значимых заболеваний, а также старению и физиологическому изнашиванию организма. Однако, при воспалениях свободные радикалы играют важную иммунную роль, способствуя формированию защитного барьера, участвуя в механизмах подавления вредных микроорганизмов и вывода токсинов из организма. Регуляция большинства процессов в живом организме практически всегда связана с возбуждением коллективных состояний в микроструктурах липидного слоя клеточной оболочки нервных и мышечных тканей, клеточных элементов крови и других жидких субстанций организма. Для моделирования был использован кислород с тремя его радикалами: «чистый» кислород, сегнетооксид, а также супероксид. Наш выбор был обусловлен таким фактом, как возможность лечения сегнетооксидом. Важную роль играет взаимодействие АФК с клеточной мембраной на молекулярном уровне. Жидкокристаллическая структура мембран клетки осуществляет формирование дипольной сети интегрированных в билипидный слой полярных белковых молекул с адсорбированными аквакомплексами. Механизм действия свободных радикалов на системы организма -перенос электрона через плазмалемму клеток сосудов, нейронов и их отростков, форменных элементов крови и волокон скелетной мускулатуры, сопровождающийся перекисным окислением липидов плазмалеммы. Коллективные состояния микроструктур плазмалеммы возбуждаются при взаимодействии свободных радикалов, поступающих из жидкостей организма, с дипольными элементами белковой мозаики (активными центрами). В этом процессе важнейшую роль

играют вырабатываемые организмом АФК, а именно, анион-радикал кислорода (супероксид). Супероксид участвует в многочисленных реакциях с образованием различных реактивных соединений. Супероксид не является сильным окислителем, тем не менее, при участии ферментов клетки он способен активировать другие радикалы с более выраженными окислительными свойствами. Наличие заряда позволяет анион-радикалу активно внедряться в жидкокристаллическую структуру плазмалеммы. Взаимодействие АФК с адсорбированными комплексами вызывает локальное изменение pH среды вблизи интегрированного белка, при этом в молекуле белка меняется плотность карбоксильных групп $[NH_2-R-COO^-]$ вблизи внутренней поверхности мембраны и плотность аминогрупп $[NH_3^+ - R - COOH]^+$ вблизи наружной поверхности, что меняет электрический дипольный момент активного центра.

Процесс моделирования обусловлен замедлением собственной релаксации отдельного радикала, то есть его стабилизации за счет ослабления антиоксидантного механизма, конкретно направленного на данный радикал для конечного радикала. Активизация процессов генерации анион-радикала кислорода ранее была достигнута путём внутрибрюшинных инъекций подопытным животным (линейным мышам) раствора тетракалиевой соли копропорфирина III в концентрации 25–35 мг/кг с последующим возбуждением генерации супероксида металлом-координатором. Малая активность антиоксидантных механизмов приводит к накоплению копропорфирина в организме и существенному увеличению концентрационной дозы, что, даже при малых значениях электродного потенциала может приводить к воздействиям на организм более сильным, чем для радикала с высокой энергетикой, но короткоживущего.

Экспериментальным путём было получено уравнение для скорости изменения концентрации активных микрочастиц в жидкостях и тканях организма:

$$\frac{dN_R}{dt} = -\frac{N_R}{T_n} + \frac{C_R}{T_g} - \frac{N_R}{T_{trans}} \quad (1)$$

Здесь выражение $\frac{C_R}{T_g}$ – мощность генерации радикалов

внутренними источниками организма, где C_R – равновесная концентрация ион-радикала кислорода.

Основываясь на исследовании образцов крови мышей, можно сказать, что в образцах крови контрольной группы животных и в крови подопытных спустя 1 час после внутрибрюшинной инъекции раствора копропорфирина наблюдается одно и то же значение концентрации ион-радикала кислорода. Данный вывод может позволить нам говорить о гомеостазе у подопытных животных.

Далее такая функция как t_n – скорость нейтрализации активных частиц под действием АОС организма, равная $\frac{N_R}{T_n}$, где N_R – мгновенное значение концентрации активных частиц. Константа t_n является эффективным времени релаксации процессов различной природы, происходящих в объёмной фазе жидкой субстанции. Скорость нейтрализации обусловлена частотой столкновений взаимодействующих частиц.

$\frac{N_R}{T_{trans}}$ – описывает поглощение активных частиц и перенос заряда из примембранного слоя, толщина которого равна диффузионной длине частицы $\lambda_R = \sqrt{\frac{D_R}{T_R}}$, где D_R – коэффициент диффузии радикала ($2,5 \times 10^{-5}$ см²/с в жидкой среде и $1,8 \times 10^{-6}$ см²/с в мышечных тканях). Если процесс диффузии эффективно восстанавливает концентрацию активных частиц вблизи поверхности мембраны, то плотность диффузионного потока на поверхность плазмалеммы будет определяться следующим дифференциальным уравнением первого порядка:

$$dN_{Rdif} = N_R \sqrt{\frac{D_R}{T_R}} \quad (2)$$

Но необходимо учесть размерный эффект канала, проводящего жидкость:

$$\frac{N_R}{T_{trans}} = \frac{N_R}{r} \sqrt{\frac{D_R}{T_R}} \quad (3)$$

В итоге было получено уравнение для скорости изменения концентрации в жидкой субстанции, представленное в виде:

$$\frac{dN_R}{dt} = \frac{C_R}{T_g} - \frac{N_R}{T_n} * \left(1 + \frac{T_n}{r} * \sqrt{\frac{D_R}{T_R}}\right) \quad (4)$$

Для моделирования ряда ситуаций, характерных для реальной биологической системы, в которой происходят реакции с участием свободных радикалов, было получено следующее выражение (при $\frac{dN_R}{dt} = 0$ – условие установления равновесной концентрации супероксида):

$$N_{Rppae} = C_R \frac{T_n}{T_R} \frac{1}{1 + \frac{T_n}{r} \sqrt{\frac{D_R}{T_R}}} \quad (5)$$

Анализ выражения (5) показывает, что при балансе МГР и АОС, т.е. $T_g = T_n$, концентрация супероксида в жидкой субстанции почти не зависит от уровня активности генерирующей и антиоксидантной систем, колеблясь от 0,098 мкмоль/л до 0,096 мкмоль/л при изменении времени жизни радикала на два шага от $10^{(-5)}$ до $10^{(-7)}$.

Построенная на принципах молекулярной динамики модель демонстрирует важную закономерность: в сбалансированном организме поддерживается постоянная концентрация активных заряженных частиц, как в жидкостях внутренней среды, так и в тканях организма.

Так, прямая 1 на рис. 1 показывает сохранение гомеостаза в сбалансированной системе в широких пределах изменения активности системы генерации супероксида (СГС).

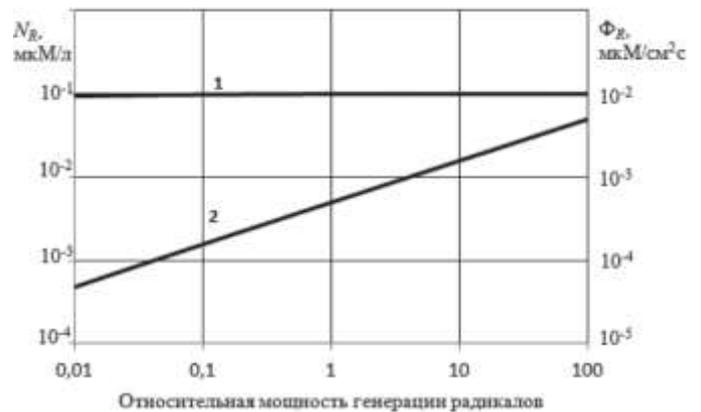


Рис. 1. Концентрация супероксида в сбалансированной системе. 1. Концентрация радикала в жидкой субстанции. 2. Плотность потока радикала на стенки сосуда.

Таким образом, было выявлено, что кровь сама по себе является важнейшей составляющей генерации радикалов, обеспечивая баланс СГС и АОС в организме. Это следует из того, что копропорфирин по структуре близок к гему и образуется в организме млекопитающих как побочный эффект его синтеза, а также копропорфирин имеет тетрапирольную структуру и является способным при химической или фотоактивации генерировать супероксидный ион.

Модель сбалансированной системы демонстрирует зависимость потока активных частиц на поверхность сосудов: поток растёт при увеличении МГР, что показывает прямая 2 рис. 1. Физический смысл данного явления означает рост градиента концентрации радикала в направлении стенок сосудов с уменьшением времени жизни супероксида. Из этого следует, что продолжительность жизни клеток находится в обратной зависимости от активности СОД.

При отсутствии баланса в системе гомеостаз становится неустойчивым и значение физиологической концентрации радикала смещается, следуя за изменениями активности составляющих системы. Построенная нами модель демонстрирует определённые различия в поведении потока активных частиц на стенки сосудов. Различия в потоке частиц обусловлено, как показывает приведённая нами модель, различием в динамике активизации АОС. Модель представлена на рис. 2.

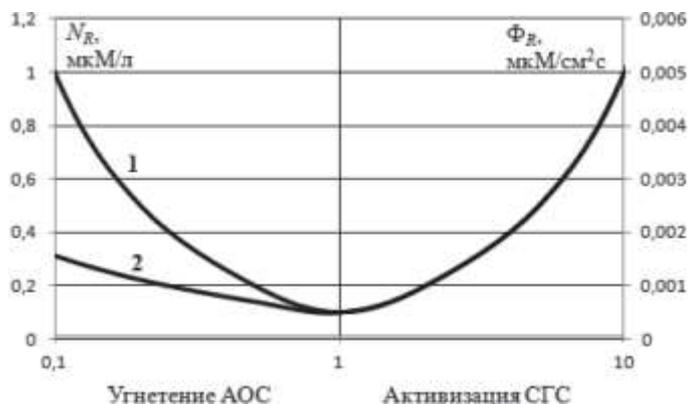


Рис. 2. Концентрация супероксида при дисбалансе СГС и АОС. 1. Концентрация радикала в жидкой субстанции. 2. Плотность потока радикала на стенки сосуда

При увеличении активности СГС и одновременно задержкой активизации АОС в организме (правая часть на рис. 2) физиологическая концентрация радикала в значительной степени возрастает и поток активных частиц на стенки сосуда увеличивается прямо пропорционально увеличению концентрации радикала в объеме жидкости. Установление физиологической концентрации обусловлено воздействием внешних стрессовых факторов и другими воздействиями, которые стимулируют процесс гемолиза (ионизирующее излучение). В экспериментах по моделированию экзофтальма и полимиозита [1, 2] наблюдались процессы гемолиза, при которых из эритроцитов в плазму поступают одновременно СОД и гемоглобин. Исходя из этого факта, гемолиз является

одной из составляющих АОС организма, которая включается критических ситуациях.

Левая область рис. 2 демонстрирует зависимость СГС от АОС: при постоянной активности СГС происходит ослабление АОС. Это происходит вследствие возрастных изменений в организме, когда стенки сосудов подвергаются длительному воздействию повышенной концентрации супероксида, а в объёме жидкости ускоряются окислительные цепные реакции, связанные с взаимопревращением радикалов и их аддуктов.

Заключение: На основании результатов экспериментов и математического моделирования можно сделать вывод, что свободнорадикальные процессы, происходящие в биосистеме, играют ведущую роль в нейрогуморальной регуляции основных функций организма, что позволяет перестраивать в широких пределах совместное функционирование окислительных и антиоксидантных процессов в соответствии с реакцией нервной и эндокринной систем на изменение факторов внешней среды. А нарушение баланса между мощностью генерации радикалов (МГР) и эффективностью антиоксидантной системы (АОС) с большой вероятностью ведёт к появлению широкого спектра патологий, которые моделируют социально значимые заболевания человека, имеющие радикальную природу.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Листов М.В. Экспериментальное моделирование полимиозита формы Вагнера-Унферрихта: физиологические, физические и математические аспекты / М.В. Листов, А.И. Мамыкин, Л.П. Тихонова // Вестн. росс. воен.-мед. акад. -2012. вып.4 (40). С. 153-159.
- [2] Листов М.В. Экспериментальное моделирование гемозависимого экзофтальма / М.В. Листов, А.И. Мамыкин // Вестн. росс. воен.-мед. акад. 2013. вып.2 (42). С. 120-125.
- [3] Листов М.В. ИК-спектроскопия биологических жидкостей при моделировании патологий со свободно-радикальной этиологией / М.В. Листов, А.И. Мамыкин, А.Ю. Кондаков, А.Б. Селезнев // Инновационная деятельность в вооружённых силах РФ: Труды всеармейской научно-практ. конф. СПб.: МО РФ, ЛВО, Военная академия связи. 29-30 ноября 2012. С.188-192.

Содержание

Секция 1. «Радиотехника: теория и приложения»

<i>Тунгусский метеорит – «тепловой пробой» сверх короткого импульса</i> Французов А.Д.	3
<i>Требования к допустимой нестабильности частоты при пространственной синхронизации частоты крупногабаритной космической АФАР</i> Мысливцев Т.О., Невзоров В.И., Павский В.Ф.	6
<i>Экспериментальное исследование антенны со ступенчатым рефлектором мм диапазона</i> Балландович С.В., Малыгин А.Ф., Костиков Г.А.	7
<i>Методика определения угла изопланатизма многосопряженной адаптивной системы</i> Кошкарров А.С.	10
<i>Добротность электрически малой вибраторной антенны в магнитодиэлектрической оболочке</i> Сугак М.И., Антонов Ю.Г.	12
<i>О взаимности последовательной и лестничной цепей RC для задач синтеза и моделирования</i> Москалев В.М., Мысливцев Т.О., Цыкунов В.Н.	14
<i>Методы и инструменты синтеза диаграмм направленности малоэлементных ФАР</i> Кузьмин С.В., Коровин К.О., Космынин А.Н.	17

Секция 2. «Статистическая обработка сигналов, радиолокация, радионавигация»

<i>Точность оценивания координат при использовании пространственного сигнала спутниковой навигационной системы</i> Шарко В.П., Цулая А.В.	20
<i>Прогнозирование эпизодов желудочковых экстрасистол на основе анализа вариабельности сердечного ритма</i> Соколова А.А., Пыко С.А., Ульяницкий Ю.Д.	24
<i>Использование спутниковых радионавигационных сигналов для дистанционного зондирования Земли</i> Гаврилов Д.А., Леконцев Д.А., Пироженов В.Д.	28
<i>Повышение разрешающей способности радиолокационной станции на основе расщепления спектра сигнала с линейной частотной модуляцией</i> Бахолдин В.С.	30
<i>Особенности визуализации статистик выживаемости</i> Смирнов Б.И., Коляк И.А.	34
<i>Особенности обработки радионавигационных сигналов с ВОС модуляцией</i> Гаврилов Д.А., Затула А.В.	38
<i>Локальная система навигации на основе имитаторов сигналов глобальных навигационных спутниковых систем</i> Дрыга В.О., Щербинина Е.А., Рачицкая А.П.	41
<i>Расширенная полигармоническая модель пеленгационного метода конического сканирования</i> Горбатовский Г.А., Блудов А.А., Павлов В.С.	44
<i>Способ обнаружения подмены навигационного поля ГЛОНАСС</i> Авдеев В.А., Барякшев С.В., Биккин Р.Д.	47
<i>Способ обнаружения подземных коммуникаций с помощью бортовой радиоэлектронной системы с синтезированием апертуры вертолетного беспилотного летательного аппарата</i> Полончик О.Л., Бакурский К.В., Семин С.Ю.	50

<i>О масштабировании значений анизотропийной нормы случайных сигналов</i> Чернышев К.Р.	53
<i>Ремодуляция сигнала цифрового телевидения для радиолокационных приложений</i> Хачатурян А.Б.	57
<i>Влияние осесимметричного сферического пояса на излучение элементарного электрического вибратора</i> Ходьков Д.А.	59

Секция 3. «Цифровая обработка сигналов»

<i>Представление и распознавание спектрофотометрических портретов космических аппаратов групповыми точечными объектами</i> Назаров А.В., Благодаренко Е.В., Пантелеев Г.Д.	62
<i>Методы линеаризации усилителей мощности с обработкой сигнала ошибки</i> Соловьева Е.Б., Шеллер А.Д.	64
<i>Особенности работы модема на основе спектрально-эффективных многочастотных сигналов при условии амплитудного ограничения</i> Нгуен Д.К., Овсянникова А.С., Завьялов С.В.	68
<i>Обзор достижений в области построения комплекснозначных нейронных сетей</i> Караваев Д.А.	71
<i>Обнаружение объектов на радиолокационных изображениях</i> Шибарова И.Г.	74
<i>О методике расчета ослабления поля внутри коридора</i> Мадаминов Х.Х., Ликонцев А.Н.	77
<i>Применение микроконтроллера MSP430G2553 при реализации упрощенной системы контроля и управления доступом</i> Архипов И.А., Степанов А.Б., Юрченко М.А.	79
<i>Реализация алгоритма вычисления непрерывного вейвлет-преобразования на микроконтроллере со сверхнизким энергопотреблением</i> Помогалова А.В., Степанов А.Б., Юрченко М.А.	81
<i>Реализация вычислителя непрерывного вейвлет-преобразования со сверхнизким энергопотреблением и с пыле- и влагонепроницаемым корпусом в соответствии с IP66</i> Грибанов В.С., Степанов А.Б., Шалаева М.Е.	84
<i>О моделировании алгоритмов вычисления быстрого преобразования Фурье в Simulink</i> Гуминский О.А., Кравец Ю.С.	86
<i>Сравнение цифровых сигнальных процессоров АО НПЦ «ЭЛВИС» и АО «ПКК Миландр»</i> Антоненко А.Д., Сапунова Е.С., Сафрончева В.С.	88
<i>Применение MATLAB при вейвлет-анализе сигналов</i> Умрихин О.И., Догадина Е.Н.	90
<i>Исследование эффективности применения SEFDM сигналов при многолучевом распространении</i> Семенова А.И., Михайлов А.С., Смирнова Е.Н.	93

Секция 4. «Системы передачи информации»

<i>Эмпирическая оценка статистических характеристик задержки в сети широкополосного радиодоступа McWill</i> Черников Д.Ю., Войцеховский В.Н.	97
--	----

<i>Алгоритм управления энергетическим ресурсом декаметрового радиоканала, использующей многоканальные модемы, за счет адаптивного отключения поднесущих</i>	
Чернышов А.Г., Каленский К.Н.	100
<i>Структурный анализ преобразования типа «подстанция»</i>	
Гнуда В.Д., Карасев В.Т., Тополян Р.Ж.	102
<i>Метод идентификации абонентских терминалов информационно-телекоммуникационных сетей в условиях априорной неопределенности относительно адресно-коммуникационной информации</i>	
Бессольцев В.Е.	103
<i>Измерение времени задержки прихода сигнала с объекта на разнесенные в пространстве наземные станции</i>	
Бянкин А.А., Бетин С.А., Рыльков А.И.	105
<i>Аналитическая модель системы передачи видеоданных с космических аппаратов дистанционного зондирования Земли</i>	
Левашко А.А.	107
<i>Выбор сигнально-кодовых конструкций в радиоканалах передачи данных с космических аппаратов дистанционного зондирования Земли</i>	
Козинев И.А., Бородулин Е.В., Павлюков Д.А.	111
<i>Универсальная модульная система часофикации</i>	
Ленин А.В., Макаров А.А., Балакирев С.Н.	114
<i>Математические модели радиосигналов и радиопомех в линиях декаметрового радиосвязи</i>	
Семисошенко М.А.	116
<i>Методика оценивания защищенности радиоканала в условиях информационно-технического воздействия</i>	
Сирота С.В., Варсегов О.Б., Тимашов П.В.	119
<i>Методика расчета радиоканала между абонентской радиостанцией и высокоподнятой станцией радиодоступа специального назначения</i>	
Калинин В.И., Лемешко И.В.	122
<i>Методика расчета радиоканала с ретрансляцией дециметрового диапазона в системах связи специального назначения</i>	
Калинин В.И., Пажель В.Б.	125
<i>Оценка эффективности функционирования линии декаметрового радиосвязи при передаче одиночных сообщений фиксированного объема по составному радиоканалу</i>	
Лунёв А.Д.	129
<i>Использование численных методов для расчета развязки между антеннами эмиттера и приемника непреднамеренных помех</i>	
Боробов А.А.	131
<i>Модель распространения земных радиоволн в неоднородных слоистых средах арктической зоны</i>	
Леонюк А.С., Голубев А.О.	133
<i>Расчет характеристики направленности однопроводной антенны бегущей волны, развертываемой в арктических условиях</i>	
Леонюк А.С., Душутин И.М.	137
Секция 5. «Перспективные технологии на сетях связи общего пользования»	
<i>Метод взаимодействия БПЛА в быстроразворачиваемых летающих сетях для экстренных служб</i>	
Динь Ч.З., Киричек Р.В.	141

<i>Выбор и обоснование параметров моделей взаимодействия беспилотного автотранспорта с инфраструктурой операторов связи 5G/ИМТ-2020</i>	
Филин Е.Д., Киричек Р.В.	143
<i>Стеганографические методы идентификации цифрового контента в сетях связи общего пользования</i>	
Мицковский Д.Ю., Киричек Р.В.	146
<i>Модели взаимодействия устройств в рамках концепции сетей пятого поколения</i>	
Руднева Н.А.	149
<i>Сравнение систем резолуции Domain Name System и Digital Object Identifier</i>	
Сазонов Д.Д., Киричек Р.В.	151
<i>Разработка архитектуры квантовой инфотелекоммуникационной инфраструктуры на базе сверхмалых космических аппаратах</i>	
Малыгин Д.В.	154
<i>Анализ развития приложений и изменения трафика интернета вещей</i>	
Махмуд О.А., Парамонов А.И.	158
<i>Анализ задач построения интернета вещей как сети с допустимыми задержками</i>	
Махмуд О.А., Парамонов А.И.	159
<i>Снижение круговой задержки и нагрузки в многоуровневой облачной архитектуре</i>	
Коваленко В.Н., Волков А.Н., Мутханна А.С.А.	160
<i>Аутентификация и хэндовер в Wi-Fi на базе архитектуры цифровых объектов</i>	
Рожков М.А., Аль Бахри М.С., Киричек Р.В.	161
<i>Передача сигналов в феромоновых сетях</i>	
Захаров М.В., Кузнецова Е.А., Равина А.Ф.	162
Секция 6. «Телекоммуникации на железнодорожном транспорте»	
<i>Возможности применения квантовых линий связи на железнодорожном транспорте</i>	
Роенков Д.Н., Корнюшова А.С.	165
<i>К вопросу разработки методики радиопланирования систем беспроводной связи в метрополитене</i>	
Адёркина А.А., Шашанов М.А., Шумилов В.Ю.	171
<i>Перспектива внедрения системы «Интернет вещей» в энергетический комплекс городского электрического транспорта Санкт-Петербурга</i>	
Давыдова А.В.	173
<i>Исследование вероятностно-временных характеристик функционирования системы управления телекоммуникационной сетью</i>	
Сахарова М.А., Канаев А.К., Логин Э.В.	177
<i>Особенности реализации сетей передачи данных на основе технологии виртуализации сетевых функций для задач железнодорожного транспорта</i>	
Канаев А.К., Сахарова М.А., Боброва К.Б.	180
<i>Подход к обеспечению доставки приоритетного трафика в мультисервисных сетях с высоким уровнем загрузки</i>	
Захаров И.В., Сахарова М.А.	182
<i>Аппаратура многоканальной связи для транспорта. От специализации к универсализации</i>	
Глушко В.П., Шмыгинский В.В.	185
<i>О контроле радиочастотных меток системы бесконтактной привязки к пути</i>	
Костроминов А.М., Ложкин Р.О., Тюляндин О.Н.	188

<i>Применение RFID-технологии на железных дорогах в особых условиях</i> Костроминов А.М., Яшин М.Г.	189
<i>Контроль RFID-тракта системы бесконтактной привязки к пути в процессе рабочего движения поездов на линии</i> Костроминов А.М., Крючкова Т.В., Тюляндин О.Н.	192
<i>Влияние характеристик радиоканала на производительность систем связи железнодорожного транспорта</i> Немцов Ю.В.	194
<i>Технологическая радиосвязь – 70 лет развития</i> Меремсон Ю.Я., Ерлыков П.Н.	196
<i>Концепция «Интернет вещей» и возможности ее применения на железнодорожном транспорте</i> Коротченко В.Д., Роенков Д.Н.	199
<i>Квантово-криптографические методы защиты информации</i> Левченко С.А., Роенков Д.Н.	201
<i>Возможности использования подвижной связи 5G на железнодорожном транспорте</i> Плеханов П.А., Роенков Д.Н.	204
<i>Перспективы использования технологии MIMO в радиотехнических системах железнодорожного транспорта</i> Роенков Д.Н., Плеханов П.А.	207
<i>Применение кодека H.265 в системах видеонаблюдения на транспорте.</i> Яковлев П.Б.	212
<i>Безопасность высокоскоростных железнодорожных и магнитолевитационных пассажирских транспортных систем</i> Шматченко В.В., Зименкова Т.С., Иванов В.Г.	214

Секция 7. «Радиоконтроль и электромагнитная совместимость»

<i>Расчет частотно-территориального разнеса РЭС</i> Антипин Б.М., Виноградов Е.М.	218
<i>Оценка параметров излучений передатчиков при радиоконтроле с помощью асимптотических алгоритмов</i> Антипин Б.М., Виноградов Е.М., Грачёв В.О.	220
<i>Кольцевая антенная решетка для горизонтально поляризованного излучения</i> Громоздин В.В., Хутро Л.А.	222
<i>Проблемы гармонизации радиочастотного спектра в условиях перехода к сетям 5G</i> Воликова А.Е., Симонина О.А.	224
<i>Роль и место радиочастотной службы по обеспечению внедрения программы «Цифровая экономика» Правительства РФ и развития современных технологий в Санкт-Петербурге и Ленинградской области</i> Симонов Д.Н.	227

Секция 8. «Телевидение и видеотехника»

<i>Четверть-пиксельное оценивание векторов движения объектов при видеокодировании</i> Пыко С.М., Микус О.А.	230
<i>Телевизионная система для помощи ориентации слабовидящих людей</i> Леончук Е.И., Баранов П.С., Симнишкис О.В.	232

<i>Алгоритмы 3D-реконструкции сцены в задачах внутрикадрового предсказания H.264/AVC</i>	
Ляпин И.Н.	234
<i>Интеллектуальная видеосистема контроля доступа домашних животных в частное домовладение</i>	
Баранова С.М., Баранов П.С.	238
<i>Малогобаритный лидер для систем ориентации в пространстве</i>	
Беляков Ф.В., Баранов П.С.	240
<i>Алгоритм машинного обучения для анализа медицинских изображений</i>	
Пулатов С.А.	243
<i>Разработка алгоритма предобработки цифровых изображений документов для повышения точности распознавания текста</i>	
Аксенкин Я.В.	245
<i>Анализ видеоданных в телевизионной системе диагностики меланомы</i>	
Нестеров С.С.	247
Секция 9. «Электроника: физические процессы, технологии, приборы и устройства»	
<i>Метод ренормализационной группы и структурный фазовый переход в NbO₂</i>	
Варнашев К.Б.	251
<i>Исследование и расчет тепловых процессов на макете солнечного модуля</i>	
Гульков В.Н., Колесниченко И.Д.	253
<i>Исследование фотоэлектрических свойств структур сегнетоэлектрик / полупроводник на основе цирконата-титаната свинца</i>	
Коноплев Г.А., Мухин Н.В., Фазалова Э.К.	255
<i>Специфика светодиодного освещения малых помещений военного назначения</i>	
Васильева И.Е.	257
<i>Особенности разработки программного обеспечения для получения рентгеновских изображений с помощью ПЗС-линеек</i>	
Александров И.В., Ларионов И.А., Клонов В.В.	259
<i>Исследование переходных процессов в твердотельном лазере со светодиодной накачкой</i>	
Смирнов Е.А., Меньшикова В.В., Киселев А.С.	262
<i>Спектрометры для мониторинга городской растительности</i>	
Горяинов В.С., Бузников А.А., Костиков Е.В.	264
<i>Особенности цифровой обработки медицинских рентгеновских изображений</i>	
Староверов Н.Е., Холопова Е.Д., Гук К.К.	266
<i>Исследование влияния состава активных слоев на спектры фоточувствительности органических структур на основе фталоцианина цинка</i>	
Павлова М.Д.	269
<i>Изучение магнитных характеристик контрастирующего препарата наночастиц оксида железа</i>	
Зубкова С.А.	271
<i>Получение и исследование полимер-матричных нанокомпозитов на основе углеродных наноматериалов</i>	
Лях Н.Л.	273
<i>Разработка метода аддитивной печати лекарств</i>	
Тихомиров Е.М.	276

<i>Методика расчета силовых характеристик электростатических крепежных устройств на основе эффекта Джонсона-Рабека</i>	
Жуков В.А., Пшелко Н.С., Ишмуратов Т.Б.	278
<i>Газочувствительные металлооксидные слои, sensibilizированные коллоидными нанокристаллами</i>	
Налимова С.С., Бобков А.А., Мазинг Д.С.	281
<i>Влияние катионов металлов на фотолюминесцентные свойства нанокристаллов Ag-In-S / ZnS</i>	
Корепанов О.А.	284
<i>Симуляция процессов магнетронного распыления с применением методов Монте-Карло</i>	
Горшанов В.И.	285
<i>Сенсорная структура на основе фононного кристалла для определения состава жидкостей</i>	
Гординская Т.В.	288
<i>Исследование поверхностных и адсорбционных характеристик оксидных систем</i>	
Семенова А.А.	290
<i>Формирование кластеров и пленок серебра на поверхности пористого кремния в процессе электрохимического анодного растворения кремния</i>	
Портнова М.О.	292
<i>Формирование оксидных гетероструктур и исследование их фотоактивности</i>	
Александрова А.А.	295
<i>Газочувствительные слои на основе наностержней оксида цинка для сенсоров с рабочей комнатной температурой</i>	
Лязев Г.Р.	298
<i>Разработка универсальной светодиодной многоволновой фитолампы для сельскохозяйственных растений</i>	
Романович М.М.	299
<i>Разработка программы для генерации иерархических структур с икосаэдрической симметрией</i>	
Мадисон П.А.	301
<i>Синтез и исследование органо-неорганических покрытий для защиты оптических стекол от морского обрастания</i>	
Вошиков В.И.	303
<i>Исследование оптических характеристик слоев CuPc, PTCDA, коллоидных квантовых точек PbS для органической фотовольтаики</i>	
Фоломеев А.А.	305
<i>Разработка учебного лабораторного стенда по дисциплине «Компоненты электронной техники»</i>	
Колташев М.А.	306
<i>Исследование параметров светоизлучающих сверхрешеточных гетероструктур на основе твердых растворов (AlInGa)N</i>	
Григорьев В.И., Ларченко А.С.	308
<i>Исследование органических материалов для создания светоизлучающих структур</i>	
Дегтерев А.Э., Еремеев М.А.	309
<i>Современное состояние и тенденции развития газовых сенсоров на оксиды азота</i>	
Кондратьев В.М.	311
<i>Влияние криогенного плазмо-химического травления на образование радиационных дефектов в кремнии</i>	
Максимова А.А.	315

<i>Синтез слоев оксида цинка, легированного алюминием, для гибридных пьезоэлектрических наногенераторов</i>	
Далматова А.И., Семенова А.А.	318
Секция 10. «Радиоэлектроника в медицине и биологии»	
<i>Оценка спада сатурации крови кислородом на основе анализа сигнала спирограммы</i>	
Белов В.С.	320
<i>Аппаратно-программный комплекс поверки технических средств реализации электрокардиографических исследований</i>	
Болсунов К.Н., М. Рагеб Ага	324
<i>Автоматизация диагностики и лечения хронических заболеваний в условиях неопределенности</i>	
Садыкова Е.В.	327
<i>Носимое устройство для выявления эпизодов эпилептических приступов в режиме реального времени</i>	
Даминова Э.А.	329
<i>Автоматизированная система развития физических способностей студентов</i>	
Болсунов К.Н., Трошева А.Д.	332
<i>Исследование спектральных характеристик поглощения питьевой воды в УФ-области</i>	
Коноплев Г.А., Степанова О.С., Чернова О.В.	334
<i>Сравнительный анализ интерфейсных микросхем для портативных кардиографов</i>	
Алексеев Б.Э., Анисимов А.А., Егоров Д.А.	336
<i>Методы автоматического распознавания сердечных аритмий по отображениям Пуанкаре</i>	
Тимофеева П.Ю., Манило Л.А.	340
<i>Разработка портативного устройства для проведения ионофореза</i>	
Егоров Д.А., Алексеев Б.Э., Ткаченко М.	342
<i>Воздействие на блуждающий нерв для регуляции работы сердца</i>	
Ткаченко М., Анисимов А.А., Егоров Д.А.	346
<i>Оценка размерности вложения аттракторов ритмограмм для разных видов сердечных аритмий</i>	
Старченкова К.С., Манило Л.А.	349
<i>Анализ интегрированных схемотехнических решений для устройств регистрации фотоплетизмографического сигнала</i>	
Анисимов А.А.	353
<i>Разработка модуля для измерения скорости потока воздуха</i>	
Федоров Е.А., Калинин Н.Г.	357
<i>Неинвазивные методы детектирования индикаторных веществ в задачах биоэкологии</i>	
Михарев Е.А., Лунёв А.Ю.	361
<i>Исследование процессов фототактивации фуллеренов в задачах биоэкологии</i>	
Лунёв А.Ю., Михарев Е.А.	363
<i>Программный модуль для информационной поддержки врача-невролога при лечении детей с нарушениями мозгового кровообращения</i>	
Машевский Г.А., Смирнова Е.А., Алборишвили А.В.	365
<i>Особенности регистрации медико-биологических данных с применением акселерометрических датчиков</i>	
Токарчук Т.С., Боброва Ю.О.	367

Секция 11. «Измерения в радиоэлектронике и связи»

<i>Методика калибровки высоковольтных мостов и измерителей параметров изоляции и диэлектриков</i>	
Клионский М.Д.	370
<i>Выбор методов, средств и методик измерений</i>	
Синяков А.И., Федоров А.М.	372
<i>Субъективные способы оценки наблюдения объектов мироздания</i>	
Синяков А.И., Федоров А.М.	373
<i>Сравнительный анализ метрологических характеристик прецизионных мер электрического сопротивления</i>	
Самодуров И.А., Плошинский А.В.	374
<i>Высокочастотный бифилярный резистор</i>	
Семенов Ю.П., Кривицкая Е.В.	375
<i>Метрологическая прослеживаемость</i>	
Крицын А.И.	379
<i>Методы измерения значений угла фазового сдвига с выхода эталона УФС с помощью рабочей фазоизмерительной аппаратуры</i>	
Кравченко С.А., Пиастро В.П., Пронин А.Н.	380

Секция 12. «История развития радиотехники, электроники и связи»

<i>Путь технологии кремниевой электроники на примере ячеек памяти</i>	
Трушлякова В.В.	382
<i>История разностно-дальномерного метода радиокоординатометрии</i>	
Сайбель А.Г.	385
<i>ТВ система наблюдения удаленных объектов</i>	
Екимов Е.В.	388
<i>Роль профессора И.Г. Фреймана в формировании научно-образовательных направлений в Ленинградском электротехническом институте им. В.И. Ульянова (Ленина) (ЛЭТИ)</i>	
Золотинкина Л.И.	390
<i>Сергей Илларионович Зилитинкевич – выдающийся учёный в области радиотехники (к 125-летию со дня рождения)</i>	
Красникова Е.В., Золотинкина Л.И.	394
<i>Научные исследования и изобретения С.М. Айзенштейна до 1917 года</i>	
Пестриков В.М.	396
<i>О разнообразии почтовых занятий: почтовые станции и проблема общей финансовой состоятельности почтовой деятельности в Российской империи в 1860–1870-х гг.</i>	
Перекрестова С.В.	400

Секция 14. «Молодежная школа РЭС»

<i>Методы оценки пиротоков в сегнетоэлектриках по диэлектрическим измерениям</i>	
Буровихин А.П., Кошкин А.Д., Дедык А.И., Мыльников И.Л.	403
<i>Модификация метода зеркальных изображений для уточнения теоретической модели в лабораторной работе по исследованию электростатического поля двухпроводной линии методом моделирования</i>	
Кутьин З.А., Шейнман И.Л.	405

<i>Численный расчёт динамики пучка в поле бегущей встречной волны для задачи создания ЛСЭ</i>	
Калашник Р.В., Лесив Н.А., Альтмарк А.М., Мухамедгалиев К.Р.	407
<i>Исследование и разработка программных средств для управления РЧ последовательностями в целях повышения контраста МР изображений</i>	
Богачев Ю.В., Никитина А.В.	410
<i>Трансформатор Тесла своими руками</i>	
Горин М.Д., Черенёв А.Н., Мамыкин А.И.	413
<i>Моделирование баланса окислительных и антиоксидантных процессов в биосистемах</i>	
Куранова О.Д., Гришанова Т.	416

Авторский указатель

Авдеев В.А.	47
Адёркина А.А.	171
Аксенкин Я.В.	245
Алборишвили А.В.	365
Александров И.В.	259
Александрова А.А.	295
Алексеев Б.Э.	336, 342
Аль Бахри М.С.	161
Альтмарк А.М.	407
Анисимов А.А.	336, 346, 353
Антипин Б.М.	218, 220
Антоненко А.Д.	88
Антонов Ю.Г.	12
Архипов И.А.	79
Бакурский К.В.	50
Балакирев С.Н.	114
Балландович С.В.	7
Баранов П.С.	232, 238, 240
Баранова С.М.	238
Барякшев С.В.	47
Бахолдин В.С.	30
Белов В.С.	320
Беляков Ф.В.	240
Бессольцев В.Е.	103
Бетин С.А.	105
Биккин Р.Д.	47
Благодыренко Е.В.	62
Блудов А.А.	44
Бобков А.А.	281
Боброва К.Б.	180
Боброва Ю.О.	367
Богачев Ю.В.	410
Болсунов К.Н.	324, 332
Боробов А.А.	131
Бородулин Е.В.	111
Бузников А.А.	264
Буровихин А.П.	403
Бянкин А.А.	105
Варнашев К.Б.	251

Варсегов О.Б.	119
Васильева И.Е.	257
Виноградов Е.М.	218, 220
Войцеховский В.Н.	97
Воликова А.Е.	224
Волков А.Н.	160
Вошиков В.И.	303
Гаврилов Д.А.	28, 38
Глушко В.П.	185
Гнуда В.Д.	102
Голубев А.О.	133
Горбатовский Г.А.	44
Гординская Т.В.	288
Горин М.Д.	416
Горшанов В.И.	285
Горяинов В.С.	264
Грачёв В.О.	220
Грибанов В.С.	84
Григорьев В.И.	308
Гришанова Т.	416
Громоздин В.В.	222
Гук К.К.	266
Гульков В.Н.	253
Гуминский О.А.	86
Давыдова А.В.	173
Далматова А.И.	318
Даминова Э.А.	329
Дегтерев А.Э.	309
Дедык А.И.	403
Динь Ч.З.	141
Догадина Е.Н.	90
Дрыга В.О.	41
Душутин И.М.	137
Егоров Д.А.	336, 342, 346
Екимов Е.В.	388
Еремеев М.А.	309
Ерлыков П.Н.	196
Жуков В.А.	278
Завьялов С.В.	68
Затула А.В.	38
Захаров И.В.	182
Захаров М.В.	162

Зименкова Т.С.	214
Золотинкина Л.И.	390, 394
Зубкова С.А.	271
Иванов В.Г.	214
Ишмуратов Т.Б.	278
Калашник Р.В.	407
Каленский К.Н.	100
Калинин В.И.	122, 125
Калинин Н.Г.	357
Канаев А.К.	177, 180
Караваев Д.А.	71
Карасев В.Т.	102
Киричек Р.В.	141, 143, 146, 151, 161
Киселев А.С.	262
Клионский М.Д.	370
Клонов В.В.	259
Коваленко В.Н.	160
Козинов И.А.	111
Колесниченко И.Д.	253
Колташев М.А.	306
Коляк И.А.	34
Кондратьев В.М.	311
Коноплев Г.А.	255, 334
Корепанов О.А.	284
Корнюшова А.С.	165
Коровин К.О.	17
Коротченко В.Д.	199
Космынин А.Н.	17
Костиков Г.А.	7
Костиков Е.В.	264
Костроминов А.М.	188, 189, 192
Кошкарлов А.С.	10
Кошкин А.Д.	403
Кравец Ю.С.	86
Кравченко С.А.	380
Красникова Е.В.	394
Кривицкая Е.В.	375
Крицын А.И.	379
Крючкова Т.В.	192
Кузнецова Е.А.	162
Кузьмин С.В.	17
Куранова О.Д.	416

Кутьин З.А.	405
Ларионов И.А.	259
Ларченко А.С.	308
Левашко А.А.	107
Левченко С.А.	201
Леконцев Д.А.	28
Лемешко И.В.	122
Ленин А.В.	114
Леончук Е.И.	232
Леонюк А.С.	133, 137
Лесив Н.А.	407
Ликонцев А.Н.	77
Логин Э.В.	177
Ложкин Р.О.	188
Лунёв А.Д.	129
Лунёв А.Ю.	361, 363
Лязев Г.Р.	298
Ляпин И.Н.	234
Лях Н.Л.	273
М. Рагеб Ага	324
Мадаминов Х.Х.	77
Мадисон П.А.	301
Мазинг Д.С.	281
Макаров А.А.	114
Максимова А.А.	315
Мальгин А.Ф.	7
Мальгин Д.В.	154
Мамыкин А.И.	416
Манило Л.А.	340, 349
Махмуд О.А.	158, 159
Машевский Г.А.	365
Меньшикова В.В.	262
Меремсон Ю.Я.	196
Микус О.А.	230
Михайлов А.С.	93
Михарев Е.А.	361, 363
Мицковский Д.Ю.	146
Москалев В.М.	14
Мутханна А.С.А.	160
Мухамедгалиев К.Р.	407
Мухин Н.В.	255
Мыльников И.Л.	403

Мысливцев Т.О.	6, 14
Назаров А.В.	62
Налимова С.С.	281
Нгуен Д.К.	68
Невзоров В.И.	6
Немцов Ю.В.	194
Нестеров С.С.	247
Никитина А.В.	410
Овсянникова А.С.	68
Павлов В.С.	44
Павлова М.Д.	269
Павлюков Д.А.	111
Павский В.Ф.	6
Пажель В.Б.	125
Пантелеев Г.Д.	62
Парамонов А.И.	158, 159
Перекрестова С.В.	400
Пестриков В.М.	396
Пиастро В.П.	380
Пироженков В.Д.	28
Плеханов П.А.	204, 207
Плошинский А.В.	374
Полончик О.Л.	50
Помогалова А.В.	81
Портнова М.О.	292
Пронин А.Н.	380
Пулатов С.А.	243
Пщелко Н.С.	278
Пыко С.А.	24
Пыко С.М.	230
Равина А.Ф.	162
Рачицкая А.П.	41
Роенков Д.Н.	165, 199, 201, 204, 207
Рожков М.А.	161
Романович М.М.	299
Руднева Н.А.	149
Рыльков А.И.	105
Садыкова Е.В.	327
Сазонов Д.Д.	151
Сайбель А.Г.	385
Самодуров И.А.	374
Сапунова Е.С.	88

Сафрончева В.С.	88
Сахарова М.А.	177, 180, 182
Семенов Ю.П.	375
Семенова А.А.	290, 318
Семенова А.И.	93
Сёмин С.Ю.	50
Семисошенко М.А.	116
Симнишкис О.В.	232
Симонина О.А.	224
Симонов Д.Н.	227
Синяков А.И.	372, 373
Сирота С.В.	119
Смирнов Б.И.	34
Смирнов Е.А.	262
Смирнова Е.А.	365
Смирнова Е.Н.	93
Соколова А.А.	24
Соловьева Е.Б.	64
Староверов Н.Е.	266
Старченкова К.С.	349
Степанов А.Б.	79, 81, 84
Степанова О.С.	334
Сугак М.И.	12
Тимашов П.В.	119
Тимофеева П.Ю.	340
Тихомиров Е.М.	276
Ткаченко М.	342, 346
Токарчук Т.С.	367
Тополян Р.Ж.	102
Трошева А.Д.	332
Трушлякова В.В.	382
Тюляндин О.Н.	188, 192
Ульяницкий Ю.Д.	24
Умрихин О.И.	90
Фазалова Э.К.	255
Федоров А.М.	372, 373
Федоров Е.А.	357
Филин Е.Д.	143
Фоломеев А.А.	305
Французов А.Д.	3
Хачатурян А.Б.	57
Ходьков Д.А.	59

Холопова Е.Д.	266
Хутро Л.А.	222
Цулая А.В.	20
Цыкунов В.Н.	14
Черенёв А.Н.	416
Черников Д.Ю.	97
Чернова О.В.	334
Чернышов А.Г.	100
Чернышев К.Р.	53
Шалаева М.Е.	84
Шарко В.П.	20
Шашанов М.А.	171
Шейнман И.Л.	405
Шеллер А.Д.	64
Шибарова И.Г.	74
Шматченко В.В.	214
Шмытинский В.В.	185
Шумилов В.Ю.	171
Щербинина Е.А.	41
Юрченко М.А.	79, 81
Яковлев П.Б.	212
Яшин М.Г.	189

**74-я НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО НТО РЭС им. А.С. ПОПОВА,
ПОСВЯЩЕННАЯ ДНЮ РАДИО**

22 – 26 апреля 2019

Автономная некоммерческая организация
дополнительного профессионального образования
«Аничков мост»
199397, Санкт-Петербург, ул. Есенина, д. 1, корп. 1, литер А, пом.140 Н
Рег. № 009430590 серия 78.
8(812) 597-00-31 | www.anichkov.edu.ru

Подписано в печать 15.05.2019. Формат 60×84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная. Усл.-печ. л. 54,375
Тираж 200 экз. Заказ 19/04-2

Отпечатано с готового оригинал-макета в типографии ООО «Триста точек»
194223, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. №23, литера Д, офис 104

CONF-NTORES.ETU.RU

ISBN 978-5-9908491-6-7



9 785990 849167

