

# Особенности построения платформы для тестирования оптимальных сигналов на основе собственных функций ограниченных по полосе ядер на базе SDR

И. Н. Горбунов<sup>1</sup>, В. В. Магницкий<sup>2</sup>, А. С. Овсянникова<sup>3</sup>, И. Лавренюк<sup>4</sup>

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

<sup>1</sup>i-fomina@inbox.ru, <sup>2</sup>provodnik275@gmail.com, <sup>3</sup>ovsyannikova.as@spbstu.ru, <sup>4</sup>knaiser@mail.ru

**Аннотация.** В данной работе рассмотрены особенности построения экспериментальной тестовой платформы для анализа оптимальных сигналов с увеличенным размером сигнального созвездия (QAM-16, QAM-64). Платформа построена на основе программно-определяемого радио (SDR) в качестве аппаратного обеспечения и пакета Matlab в качестве программного обеспечения. Реализованы алгоритмы подстройки частоты и фазы сигнала. Платформа предназначена для проверки спектральных характеристик, помехоустойчивости приёма при использовании различных сигнально-кодовых конструкций. Показано, что энергетические потери между результатами моделирования и экспериментами составляют не более 0,5 дБ.

**Ключевые слова:** оптимальные сигналы; экспериментальная платформа; SDR; помехоустойчивость

## I. ВВЕДЕНИЕ

Постоянное увеличение скорости передачи данных является трендом современных телекоммуникационных систем. Мы можем наблюдать эту тенденцию в эволюции поколений сотовой связи (4G-5G и 5G+), в Интернете вещей, в развитии концепции Индустрии 4.0+ [1]. Обычно увеличение скорости передачи данных связано с переходом на сигналы с амплитудно-фазовой манипуляцией (APSK). Например, стандарты вещания DVB-S2 и DVB-S2X используют сигналы, основанные на RRC-импульсах с APSK [2].

С другой стороны, мы можем использовать оптимальные сигналы вместо сигналов RRC. Данные сигналы синтезированы на основе собственных функций ядер с ограниченной полосой пропускания [3]. Эти сигналы могут быть синтезированы с ограничениями по длительности, полосе занимаемых частот и корреляционным характеристикам [3–6]. Свойства оптимальных сигналов с QAM-4 были проверены с использованием платформ SDR в соответствующих публикациях [7]. Однако алгоритмы синхронизации нуждаются в улучшении для применения M-QAM. В данной работе предлагается выполнить анализ экспериментальной тестовой платформы оптимальных сигналов с увеличенным размером сигнального созвездия (QAM-16, QAM-64).

## II. ОПТИМАЛЬНЫЕ СИГНАЛЫ НА ОСНОВЕ СОБСТВЕННЫХ ФУНКЦИЙ ОГРАНИЧЕННЫХ ПО ПОЛОСЕ ЯДЕР

Оптимальные сигналы могут быть получены путем решения соответствующей задачи оптимизации. Задача синтеза формы импульса  $a(t)$  длительностью  $T_s=LT$  ( $L \in \mathbb{N}$ ,  $T$  – символьный интервал) при использовании критерия заданной скорости спада внеполосных излучений может быть записана следующим образом [3–6]:

$$\arg \left\{ \min_{a(t)} J \right\}, J = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} g(\omega) |S(\omega)|^2 d\omega, \quad (1)$$

где  $J$  – функционал оптимизации,  $g(\omega)$  – весовая функция,  $S(\omega)$  преобразование Фурье от  $a(t)$ . Весовая функция  $g(\omega)=\omega^{2n}$  ( $n=1,2,\dots$ ) так как энергетический спектр импульса стремится к прямоугольнику с увеличением  $n$ . Для получения уникального решения из набора импульсов мы должны требовать нормировки энергии импульса.

Граничные условия гарантируют, что скорость снижения внеполосных излучений энергетического спектра составляет не менее  $1/\omega^{2(n+1)}$  ( $k$  – порядок производной) [4]:

$$a^{(k)}(t) \Big|_{t=\pm T_s/2} = 0, k = 0 \dots (n-1).$$

Показано, что оптимизационная задача (1) с указанными ограничениями может быть решена численно при использовании класса четных функций  $a(t)$  и применении разложения функции в ограниченный ряд Фурье ( $m$  – количество коэффициентов разложения):

$$a(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{m-1} a_k \cos(2\pi kt/T_s). \quad (2)$$

Таким образом исходная оптимизационная задача (1) может быть конвертирована к задаче минимизации функции многих переменных, то есть нахождения коэффициентов разложения  $\{a_k\}$ ,  $k=0 \dots m-1$ , которые обеспечивают минимизацию следующего выражения:

$$J = (T_s/2) \sum_{k=1}^{m-1} a_k^2 (2\pi k/T_s)^{2n}.$$

Результаты работы получены при поддержке гранта Российского научного фонда №21-71-10007.

Очевидно, что для значений длительности символа  $T_s$  больше значения символьного интервала  $T$  появляется межсимвольная интерференция (МСИ). Мы можем ограничить межсимвольную интерференцию с помощью ограничения на коэффициент корреляции  $K_0$ :

$$\max_{k=1..(L-1)} \left| \int_{-T_s/2+LT}^{T_s/2+LT} c_{\min} a(t) c_{\max} a(t-k/R) dt \right| \leq K_0. \quad (3)$$

В данной записи  $c_{\min}$ ,  $c_{\max}$  – минимальное и максимальное значение модуляционных символов,  $R$  – символьная скорость. В условиях амплитудно-импульсной модуляции (АИМ)  $c_{\min}=1$ ,  $c_{\max}=M-1$ , где  $M$  – размер созвездия АИМ. Важно отметить, что для квадратурно-амплитудной модуляции (QAM) синфазная и квадратурная компоненты независимы. Таким образом, оптимизированные импульсы с ограничением (3) обеспечат ту же помехоустойчивость для сигналов с АИМ с размером сигнального созвездия  $M$ , что и для сигналов с КАМ с сигнальным созвездием  $M^2$ .

Результирующие коэффициенты разложения оптимальных импульсов, основанные на собственных функциях ограниченных полосой ядер с  $T_s=8T$ ,  $n=2$ ,  $R=1/T$ ,  $K_0=0.1$  и  $M=2, 4, 8$  представлены в Таблице I. Используя эти коэффициенты разложения может быть построен импульс в соответствии с (2).

ТАБЛИЦА I. Коэффициенты разложения оптимальных импульсов  $T_s=8T$ ,  $n=2$ ,  $R=1/T$ ,  $K_0=0.01$

	$M=2$	$M=4$	$M=8$
$a_0$	0.2503	0.2499	0.2498
$a_1$	0.2523	0.2510	0.2506
$a_2$	0.2497	0.2494	0.2493
$a_3$	0.2515	0.2486	0.2478
$a_4$	0.1694	0.1746	0.1761
$a_5$	0.0238	0.0327	0.0342
$a_6$	-0.0112	-0.0166	-0.0176
$a_7$	0.0055	–	–

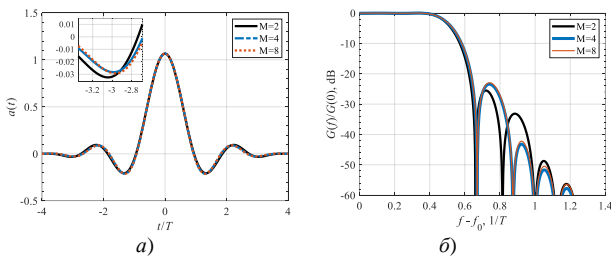


Рис. 1. Оптимальная форма импульса (а) и соответствующий энергетический спектр (б) ( $T_s=8T$ ,  $n=2$ ,  $R=1/T$ ,  $K_0=0.01$ ,  $M=2, 4, 8$ )

Примеры оптимальных импульсов длительностью  $T_s=8T$ ,  $n=2$ ,  $R=1/T$ ,  $K_0=0.01$  полученные для разных размеров сигнальных созвездий  $M=2, 4, 8$  представлены на рис. 1. Показано [6], что такое значение коэффициента корреляции обеспечивает энергетический проигрыш приема менее 0.5 дБ по сравнению с сигналами без МСИ с М-АИМ.

С увеличением  $M$  боковые колебания приближаются к максимуму импульса. Увеличение значения  $M$  при фиксированном значении коэффициента корреляции приводит к уменьшению амплитуды боковых осцилляций. В результате уровень МСИ также снижается, то есть помехоустойчивость улучшается. В то же время основная лепесток и первый боковой лепесток спектра расширяются.

### III. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПЛАТФОРМА

#### A. Формат пакета

Пакет включает в себя поле данных и преамбулу для обнаружения начала пакета. В качестве преамбулы используется 13-элементный код Баркера, поскольку он обладает хорошими корреляционными свойствами, важными в задачах обнаружения. Поле данных содержит информационную последовательность, модулированную квадратурно-амплитудным методом с использованием оптимальных импульсов. Каждый пакет содержит  $10^4$  QAM символов. При таком чередовании преамбулы и полезных данных длительность пакета составляет 101,4 мс, что позволяет быстро найти первый пакет в записи. Для построения кривой помехоустойчивости используется аддитивный белый гауссовский шум. Данный шум подмешивается к отчётам исходного сигнала в записи на этапе формирования.

#### B. Лабораторная установка

Экспериментальная платформа основана на программно-определяемом радио (SDR). Блок-схема лабораторной установки показана на рис. 2. В качестве приемопередатчика использовалась SDR платформа HackRF One. Для обработки сигналов использовался Matlab. Для контроля формы сигналов во временной и частотной областях использовались осциллограф и анализатор спектра.



Рис. 2. Блок-схема экспериментальной платформы

Структура передающего и приемного модулей показана на рис. 4–5. Для оценки и компенсации сдвигов фазы и частоты используются алгоритмы фазовой и частотной синхронизации [8]. Обнаружение пакета осуществляется за счёт корреляционной обработки в соответствующем блоке.

После обнаружения пакета поле данных демодулируется и полученная информационная битовая последовательность сравнивается с переданной для расчета средней вероятности битовой ошибки.

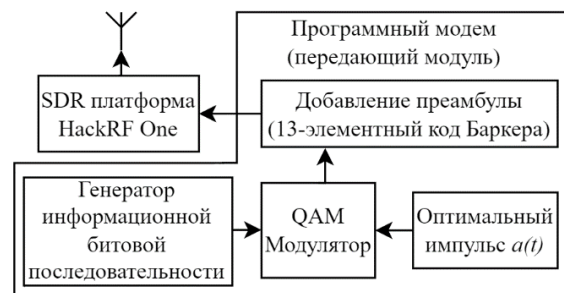


Рис. 3. Структура модуля формирования сигналов

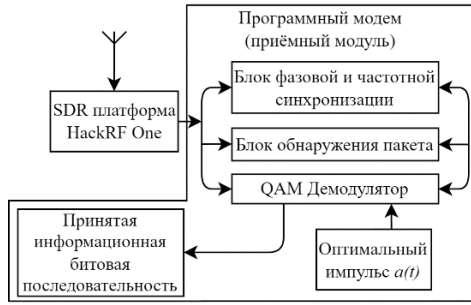


Рис. 4. Структура модуля приёма и обработки сигналов

Модуль формирования и приёма сигналов соединяются коаксиальным кабелем для упрощения оценки помехоустойчивости. Длина коаксиального кабеля составляет 1,5 метра. Программные методы формирования и обработки сигналов реализованы в пакете Matlab. Для передачи сформированных данных используется консольная утилита «hackrf\_transfer». Значение несущей частоты составляет 435,0 МГц, частота дискретизации равна 10 МГц. Результирующая скорость передачи данных рассчитывается по формуле  $N_{sym}/t_p \cdot \log_2(M^2)$  кбит/с, где  $N_{sym} = 10^4$  – количество символов QAM,  $t_p = 101,4$  мс длительность пакета,  $M^2$  – размер созвездия QAM, используемого совместно с оптимальными импульсами, синтезированные для созвездия M-PAM. Обработка производится с помощью программы «SDR Sharp». Значение центральной частоты также составляет 435,0 МГц, частота дискретизации равна 10 МГц. Отсчёты принятого сигнала записываются в файл для последующей обработки в пакете Matlab. Для оценки помехоустойчивости обрабатывается до  $2 \cdot 10^7$  бит на одно значение по отношению сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ).

### С. Алгоритмы

Начало пакета в принятой записи определяется по пику корреляционной функции сигнала и 13-элементного кода Баркера, который используется в качестве преамбулы. На рис.5 показан пример корреляционной функции принятого сигнала и преамбулы.

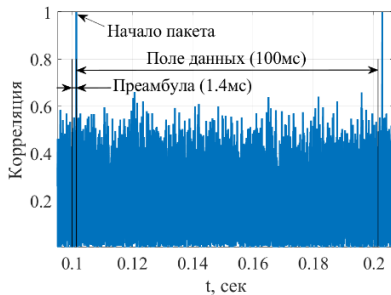


Рис. 5. Корреляционная функция принятого сигнала с преамбулой

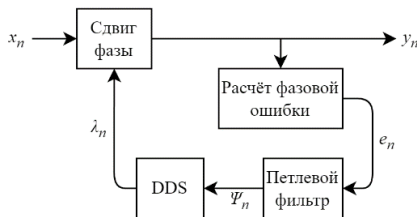


Рис. 6. Алгоритм частотной синхронизации

Алгоритм синхронизации частоты представляет собой компенсатор с обратной связью, использующий систему цифровой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), описанную в [9]. Схема этого алгоритма представлена на рис. 6.

Значения с выхода блока синхронизации ( $y_n$ ) могут быть представлены как сдвинутая по частоте версия комплексного входного сигнала,  $x_n$ , размерностью  $n$ , то есть:

$$y_n = x_n e^{i\lambda_n},$$

где  $\lambda_n$  – значения с выхода DDS (прямого цифрового синтезатора). DDS реализуется как ГУН (генератор, управляемый напряжением). Чтобы скомпенсировать частотный сдвиг, алгоритм сначала выполняет определение фазовой ошибки  $e_n$ . Величина данной ошибки определяется применяемой схемой модуляции. Для схем QPSK или QAM определяется следующим образом:

$$e_n = \text{sgn}(\text{Re}\{x_n\}) \times \text{Im}\{x_n\} - \text{sgn}(\text{Im}\{x_n\}) \times \text{Re}\{x_n\}.$$

Чтобы обеспечить стабильность системы, фазовая ошибка проходит через биквадратичный петлевой фильтр, который можно описать формулой

$$\Psi_n = g_I e_n + \Psi_{n-1},$$

где  $\psi_n$  –  $n$ -ая выборка выходного сигнала петлевого фильтра,  $g_I$  – коэффициент усиления при интегрировании. Выходной сигнал петлевого фильтра затем передается в DDS. DDS – это еще один биквадратичный петлевой фильтр, выражение которого основано на прямом правиле интегрирования Эйлера:

$$\lambda_n = (g_P e_{n-1} + \Psi_{n-1}) + \lambda_{n-1},$$

где  $g_P$  – пропорциональный выигрыш.

Описанный алгоритм устраняет частотный сдвиг, но после его работы может остаться фазовая неоднозначность, которая в случае QPSK и QAM принимает значения  $0, \pi/2, \pi$  или  $3\pi/4$ . Для определения и последующего устранения этой фазовой неоднозначности используется известная преамбула. Преамбула представляет из себя 13-элементный код Баркера, который передается в начале каждого пакета.

## IV. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТА

На рис. 7 представлены энергетические спектры сигналов QAM-64, основанных на оптимальных импульсах с  $K_0=0.01$  и  $T_s=8T$ .

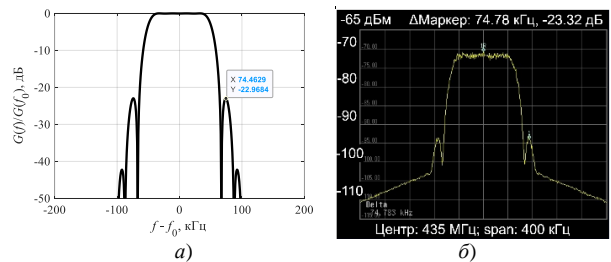


Рис. 7. Энергетический спектр оптимального импульса с  $T_s=8T$  и  $K_0=0.01$ , полученного для PAM-8/QAM-64 ( $M=8$ )

Для сравнения моделирования и эксперимента показаны уровень первого бокового лепестка и соответствующая полоса пропускания. Различие между экспериментальной полосой и полосой, полученной при моделировании, не превышает 2 %, а разница в уровнях первого бокового лепестка не превышает 0,5 дБ. Уровень экспериментальных спектров не опускается ниже  $-(40-45)$  дБ относительно максимума. По всей видимости, данный факт вызван влиянием усилителя мощности, используемого в HackRF One.

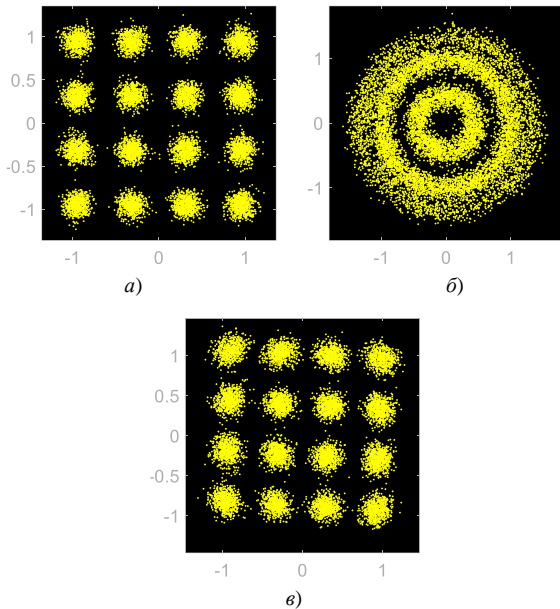


Рис. 8. Сигнальное созвездие: в передатчике (а), до синхронизации (б), после синхронизации (в)

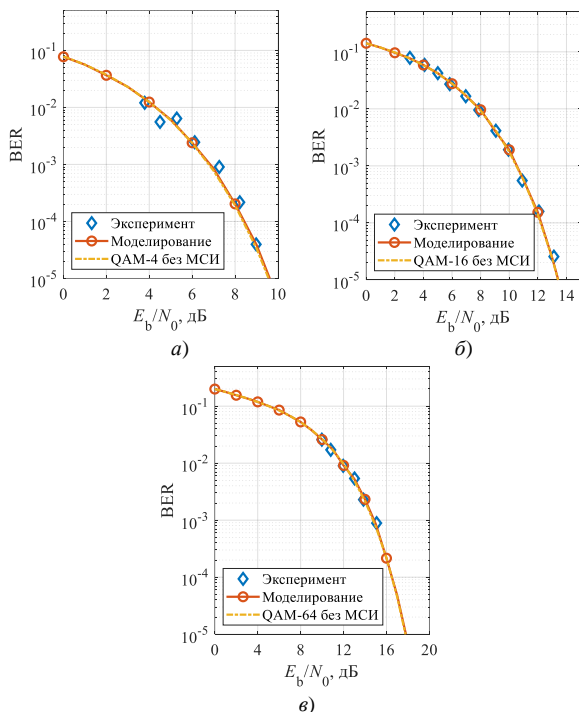


Рис. 9. Помехоустойчивость оптимальных импульсов с  $T_s=8T$  и  $K_0=0.01$ , полученных для  $M=2$  (а),  $M=4$  (б),  $M=8$  (в)

Сигнальное созвездие при формировании имеет вид, показанный на рис. 8а). Центральная частота платы HackRF устанавливается не абсолютно точно, поэтому

сигнал получает сдвиг частоты и фазы, показанный на рис. 8б). Используемые алгоритмы синхронизации частоты и фазы сигнала позволяют компенсировать этот сдвиг, как видно на рис. 8в).

Кривые помехоустойчивости сигналов на основе рассмотренных оптимальных импульсов представлены на рис. 9. Как видно, результаты и эксперимента, и моделирования совпадают с помехоустойчивостью сигналов QAM-4, QAM-16 и QAM-64 без МСИ. Разница по энергетическим затратам составляет не более 0.5 дБ.

## V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана экспериментальная платформа для тестирования оптимальных сигналов с увеличенным размером сигнального созвездия (QAM-16, QAM-64). Данная платформа реализована на базе программно-определяемого радио. Проверено влияние особенностей реализации и алгоритмов синхронизации на спектральные характеристики и помехоустойчивость. Можно сделать вывод, что различие между результатами моделирования и эксперимента не превышает 0,5 дБ. Разработанная платформа может использоваться для тестирования передачи данных в различных реальных сценариях.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Попова Ю.П., Увакин Д.П. 6G беспроводные системы связи: приложения, требования, технологии, проблемы и исследование направления // Наука и общество в эпоху перемен. 2019. № 1(5). С. 36-44. EDN KCDFGC.
- [2] Ткаченко Д.А., Батов Ю.В., Пузько Д.А., Гельгор А.Л. Оценка эффективности использования цифровой предкоррекции в усилителях мощности спутниковых систем вещания DVB-S2/S2X // Радиотехника. 2022. Т. 86, № 12. С. 48-57. DOI 10.18127/00338486-202212-04.
- [3] Magnitskiy V., Zavjalov S., Kudryashova T. and Sinepol V., "Synthesis Features of Optimal Signals Based on Eigenfunctions Considering the Limitations of Signal Parameters," 2023 International Conference on Electrical Engineering and Photonics (EExPolytech), ST PETERSBURG, Russian Federation, 2023, pp. 116-119, doi: 10.1109/EExPolytech58658.2023.10318598.
- [4] M. Liu, W. Xue, J. Gao, P. Jia, Y. Xu and S.V. Volvenko, "Prototype Filter Design for Effectively Suppressing Out-of-Band Radiation in GFDM Systems," in IEEE Communications Letters, vol. 27, no. 2, pp. 696-700, Feb. 2023, doi: 10.1109/LCOMM.2022.3220194.
- [5] Нгуен Т.Х.Ф., Гельгор А.Л. Повышение спектральной эффективности DVB-S2 путём применения сигналов с управляемой интерференцией и финитными импульсами // Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2019. Т. 12, № 3. С. 37-47. DOI 10.18721/ICSTCS.12303.
- [6] Ovsyannikova A.S., Zavjalov S.V. and Volvenko S.V., "Influence of Correlation Coefficient on Spectral and Energy Efficiency of Optimal Signals," 2018 10th International Congress on Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops (ICUMT), Moscow, Russia, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/ICUMT.2018.8631218.
- [7] Сухоцкий С.А., Завьялов С.В., Макаров С.Б. Реализация на базе SDR платформы USRP 2920 алгоритмов обработки многочастотных оптимальных спектрально-эффективных сигналов // СПбНТОРЭС: труды ежегодной НТК. 2023. № 1(78). С. 101-104.
- [8] Балахтарь А.Е. Алгоритм оценки и восстановления частоты и фазы несущего колебания в цифровых системах связи / А.Е. Балахтарь, А.С. Лучинин, М.П. Трухин // Радиотехника, электроника и связь (РЭС-2015) : III Международная научно-техническая конференция, Омск, 06–08 октября 2015 года. Омск: ООО Издательский дом "Наука", 2015. С. 276-282. EDN VQXFLX.
- [9] Rice M. "Digital Communications: A Discrete-Time Approach", Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2009, pp. 359–393.