

Структура алгоритмов поэлементной когерентной обработки с обратной связью по решению для приема частотно-модулированных сигналов с протяженными фазовыми траекториями

С. О. Мельников, И. Лавренюк, С. Б. Макаров

Санкт-Петербургский политехнический университет Петра Великого

Аннотация. В данной статье рассматривается структура алгоритмов приема при поэлементной когерентной обработке частотно-модулированных сигналов с протяженными фазовыми траекториями на примере GMSK сигналов, которые активно применяются во многих системах связи. Рассмотрен алгоритм когерентной обработки сигналов с обратной связью по решению, приведена структурная схема данного алгоритма и основные особенности, имитационная модель разработана в среде MATLAB.

Ключевые слова: GMSK сигналы, когерентный алгоритм, межсимвольная интерференция, поэлементный прием, корреляционный алгоритм приема, обратная связь по решению

I. ВВЕДЕНИЕ

Частотно-модулированные сигналы с протяженными фазовыми траекториями широко используются в автоматизированных идентификационных системах (АИС) [1, 2], в системах сотовой связи стандарта GSM [3], в транкинговых системах EDACS [4] и других. Одним из недостатков, характерных для таких сигналов, является сложность реализации систем передачи данных при пакетных режимах и когерентном приеме. В таких системах целесообразно применять алгоритмы приема «в целом» всей последовательности передаваемых данных. Однако высокая вычислительная сложность таких алгоритмов ограничивает их практическое использование. Уменьшить вычислительную сложность при сохранении приемлемой помехоустойчивости приема возможно путем применения алгоритмов, предназначенных для снижения влияния межсимвольной фазовой интерференции на вероятность ошибок. К таким алгоритмам относятся алгоритмы когерентного поэлементного приема с обратной связью по решению [5], имеющие сравнительно небольшую вычислительную сложность. Алгоритмы с обратной связью по решению занимают промежуточное положение между классическими алгоритмами поэлементного приема сигналов в условиях межсимвольной интерференции и алгоритмами приема «в целом» последовательностей сигналов. Дополнительным ресурсом для повышения помехоустойчивости приема является разработка алгоритмов когерентного приема, в которых, в отличие от известных алгоритмов с обратной связью по решению, производится оптимизация интервала наблюдения. Такие алгоритмы были впервые получены в

[6] применительно к сигналам, построенным на основе амплитудных импульсов.

Целью настоящей работы является получение структуры алгоритма поэлементной обработки с обратной связью по решению с оптимизацией интервала наблюдения частотно-модулированных сигналов с протяженными фазовыми траекториями.

II. ФОРМЫ ПЕРЕДАВАЕМЫХ СИГНАЛОВ С ПРОТЯЖЕННЫМИ ФАЗОВЫМИ ТРАЕКТОРИЯМИ

В общем случае форма частотно-модулированных сигналов с протяженными фазовыми траекториями закон изменения частоты на длительности T бита будет определяться требованиями к виду энергетического спектра случайной последовательности сигналов и помехоустойчивости их приема. Такие сигналы удобно представить в виде низкочастотных импульсов $z(t)$, форма которого и определяет закон изменения частоты излучаемого сигнала. Функция $z(t)$ представляет собой последовательность перекрывающихся по оси времени и имеющих различные полярности импульсов $q(t)$, длительность которых $T_s = LT; L = 2, 3, \dots$ превосходит длительность T бита сообщения. Тогда для случайной последовательности символов $d^{(k)}$ канального алфавита можно представить функцию $z(t)$ в виде:

$$z(t) = \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} q(t - kT) d^{(k)} \quad (1)$$

Закон изменения частоты $z(t)$ формируемого колебания с индексом модуляции h , где $h = 0, 5; 1; 1, 5; 2; \dots$ соответствует фаза $\varphi(t)$, формирование которой можно осуществить с помощью интегратора, реализующего преобразование

$$\varphi(t) = \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t z(\tau) d\tau \quad (2)$$

Тогда колебание на выходе интегратора будет равно

$$\varphi(t) = \frac{\pi h}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} d^{(k)} \int_{-\infty}^t q(\tau - kT) d\tau \quad (3)$$

Выражение $(1/T_s) \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau$ представляет собой интеграл от функции изменения частоты сигнала, которая определяет спектральные свойства $z(t)$ в (1). В частности, для сигналов с модуляцией GMSK это выражение будет представлять собой интеграл от отклика гауссова ФНЧ на воздействие в виде прямоугольного импульса с амплитудой A_0 для единичного значения $A_0=1/T$ и длительностью T [7].

В общем виде спектрально-эффективные частотно-модулированные сигналы, имеющие несущую частоту ω_0 , энергию E_s и амплитуду колебания A_0 , для символов $d_r^{(k)} = 1 (r=1); -1 (r=2)$ канального двоичного ($m=2$) алфавита можно записать в виде:

$$\begin{aligned} A_{rc}(t) &= A_0 \cos \left[\pi h \sum_{i=1}^k d_q^{(i)} + \frac{\pi h}{T_s} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} d_r^{(k)} \int_{-\infty}^t q(\tau - kT) d\tau \right], \\ A_{rs}(t) &= A_0 \sin \left[\pi h \sum_{i=1}^k d_q^{(i)} + \frac{\pi h}{T_s} \sum_{k=-N/2}^{N/2-1} d_r^{(k)} \int_{-\infty}^t q(\tau - kT) d\tau \right], (kT_s < t < (k+1)T_s). \end{aligned} \quad (7)$$

Напомним, что функция $q(t)$ является частотным импульсом длительностью $T_s = LT; L=2,3,\dots$, превосходящей длительность T , что приводит к частотной (фазовой) межсимвольной интерференции и появлению протяженных фазовых траекторий.

При передаче k -ого по порядку следования сигнала, представим (6) в следующем виде:

$$\begin{aligned} y_r(t) &= A_0 \cos \left\{ \pi h \sum_{i=1}^k d_q^{(i)} + \frac{\pi h}{T_s} \left[d_r^{(k)} \int_{-\infty}^t [q(\tau - kT) + b_-(\tau, i) + b_+(\tau, q)] d\tau \right] \right\} \cos(\omega_0 t) - \\ &- A_0 \sin \left\{ \pi h \sum_{i=1}^k d_q^{(i)} + \frac{\pi h}{T_s} \left[d_r^{(k)} \int_{-\infty}^t [q(\tau - kT) + b_-(\tau, i) + b_+(\tau, q)] d\tau \right] \right\} \sin(\omega_0 t) \end{aligned} \quad (8)$$

При приеме на интервале наблюдения некоторого k -го по порядку следования сигнала вид частотных траекторий предшествующих $b_-(t, i)$ и последующих $b_+(t, q)$ частотных импульсов $q(t)$ определяет уровень межсимвольной интерференции и зависит от формы $q(t)$ и от скорости передачи сообщений. Индексы i и q обозначают номера конкретных комбинаций, предшествующих I и последующих Q частотных траекторий на интервале наблюдения, равного $T_s = LT; L=2,3,\dots$. Так что, например, при использовании двоичного алфавита имеем $i=1,2,\dots,2^I$ и $q=1,2,\dots,2^Q$, где $I=Q=L-1$. Тогда

$$b_-(t, i) = \frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} q(t - pT), \quad (9)$$

$$b_+(t, q) = \frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=1}^{L-1} d_{rq}^{(p)} q(t - pT), \quad (10)$$

где $d_{ri}^{(p)}$ и $d_{rq}^{(p)}$ – символы канального алфавита предшествующей i и последующей q фазовых траекторий частотного импульса соответственно; индекс p – порядковый номер символа в передаваемой последовательности.

$$\begin{aligned} s_r(t) &= A_0 \cos[\omega_0 t + \varphi_r(t)]; \\ \varphi_r(t) &= \pi h \sum_{i=1}^k d_q^{(i)} + \frac{\pi h}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{k=+\infty} d_r^{(k)} \int_{-\infty}^t q(\tau - kT) d\tau. \end{aligned} \quad (4)$$

В частном случае $k=0$ имеем:

$$s_r(t) = A_0 \cos \left[\omega_0 t + d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right]. \quad (5)$$

Представим последовательность из N сигналов (4) через низкочастотные квадратурные составляющие:

$$y_r(t) = A_{rc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{rs}(t) \sin(\omega_0 t). \quad (6)$$

В этом выражении составляющие могут быть записаны в виде:

III. АЛГОРИТМЫ КОГЕРЕНТНЫЕ ПОЭЛЕМЕНТНОГО ПРИЕМА С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО РЕШЕНИЮ

Алгоритм оптимального когерентного приема в предположении, что все предыдущие и последующие сигналы в последовательности являются помехой, имеет вид:

$$\exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^{LT} x(t) y_l(t) dt \right\} > \exp \left\{ \frac{2\mu}{N_0} \int_0^{LT} x(t) y_r(t) dt \right\} \quad (11)$$

В (11) входной процесс $x(t) = \mu y_r(t) + n(t)$, а μ является коэффициентом передачи по каналу с постоянными параметрами и аддитивным шумом со спектральной плотностью мощности $N_0/2$. Преобразуем выражение (11) к форме:

$$\int_0^{LT} x(t) y_l(t) dt \underset{<}{>} \int_0^{LT} x(t) y_r(t) dt$$

В этом выражении интервал интегрирования равен интервалу наблюдения $T_n \leq LT$. Для $A_0=1$ и $k=0$ имеем:

$$y_r(t) = \cos \left[\omega_0 t + d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right]$$

Представим сигналы и анализируемый случайный процесс $x(t)$ в виде:

$$y_r(t) = A_{rc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{rs}(t) \sin(\omega_0 t),$$

$$x(t) = A_{xc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{xs}(t) \sin(\omega_0 t).$$

Имеем:

$$A_{rc}(t) = \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right], A_{rs}(t) = \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right].$$

С учетом этих выражений

$$\int_0^{LT} (A_{xc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{xs}(t) \sin(\omega_0 t))(A_{rc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{rs}(t) \sin(\omega_0 t)) dt >$$

$$> \int_0^{LT} (A_{xc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{xs}(t) \sin(\omega_0 t))(A_{rc}(t) \cos(\omega_0 t) - A_{rs}(t) \sin(\omega_0 t)) dt$$

Сокращая члены с удвоенной несущей частотой, получим:

$$\int_0^{LT} A_{xc}(t) A_{rc}(t) dt + \int_0^{LT} A_{xs}(t) A_{rs}(t) dt > \int_0^{LT} A_{xc}(t) A_{rc}(t) dt + \int_0^{LT} A_{xs}(t) A_{rs}(t) dt. \quad (12)$$

Будем полагать, что имеется идеальная обратная связь по решению, когда все символы до данного приняты правильно и они учитываются при выводе алгоритма приема. Тогда представим с учетом (9), (10) квадратурные низкочастотные составляющие в виде:

$$A_{rc}(t, i) = \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau + \frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right];$$

$$A_{rs}(t, i) = \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau + \frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right]. \quad (13)$$

С учетом квадратурных составляющих (12) представим алгоритм когерентного приема с обратной связью в следующей записи:

$$\int_0^{LT} A_{xc}(t) A_{rc}(t, i) dt + \int_0^{LT} A_{xs}(t) A_{rs}(t, i) dt > \int_0^{LT} A_{xc}(t) A_{rc}(t, i) dt + \int_0^{LT} A_{xs}(t) A_{rs}(t, i) dt \quad (14)$$

Заметим, что дополнительная фаза $\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau$ в (14), связанная с оценками предыдущих принятых символов (при идеальной обратной связи эти оценки совпадают с переданными символами) является известной к окончанию времени наблюдения. Она может учитываться как дополнительный коэффициент в виде:

$$A_{rc}(t, i) = \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \cos \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right] - \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \sin \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right];$$

$$A_{rs}(t, i) = \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \cos \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right] + \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \sin \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right].$$

Преобразуем (13) к форме:

$$A_{rc}(t, i) = \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \cos[\varphi(oc)] - \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \sin[\varphi(oc)];$$

$$A_{rs}(t, i) = \sin \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \cos[\varphi(oc)] + \cos \left[d_r^{(0)} \frac{\pi h}{T_s} \int_{-\infty}^t q(\tau) d\tau \right] \sin[\varphi(oc)].$$

Здесь

$$\cos[\varphi(oc)] = \cos \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right]; \sin[\varphi(oc)] = \sin \left[\frac{\pi h}{T_s} \sum_{p=-1}^{-(L-1)} d_{ri}^{(p)} \int_{-\infty}^t q(\tau - pT) d\tau \right].$$

При значениях $h=0,5; 1; 1,5; 2$ значения $\varphi(oc) = \pi/2, \dots$, поскольку при идеальной обратной связи оценки принятых символов совпадают с переданными и на длительности сигналов накопление фазы будет постоянным числом.

IV. СТРУКТУРА АЛГОРИТМА КОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

В алгоритме (14) заложено использование результатов обработки сигналов, следующих до данного, в предположении их идеального (правильного) приема. В функциях $A_{rc}(t, i)$ и $A_{rs}(t, i)$ имеются фазовые траектории, построенные по предыдущим принятым символам канального алфавита.

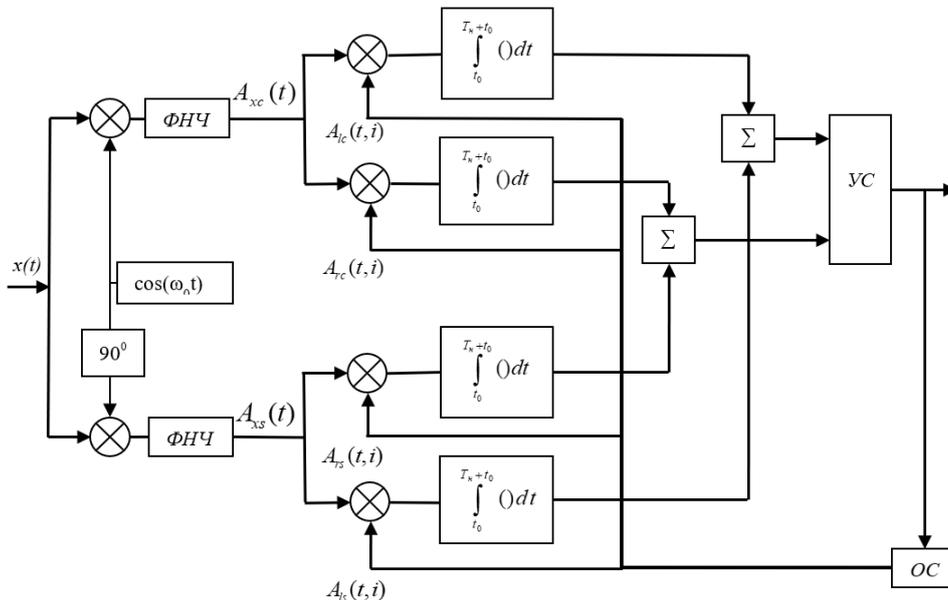


Рис. 1. Структурная схема реализации алгоритма когерентного приема с обратной связью

Фильтры низкой частоты (ФНЧ) предназначены для фильтрации второй гармоники несущего колебания. В четырех цифровых интеграторах выполняются процедуры интегрирования в (14). В них вместо интервала наблюдения, равного $T_s = LT; L = 2, 3, \dots$, используется процедура оптимизации начала интервала и величины этого интервала наблюдения. Запись значений входных квадратурных составляющих $A_{xc}(t)$ и $A_{xs}(t)$ определяется с учетом сдвига t_0 интервала наблюдения. Тогда на выходе сумматоров в моменты окончания интервала наблюдения формируется напряжение, пропорциональное значению интегралов $\int_{t_0}^{t_0+T_n} A_{xc}(t)A_{ic}(t)dt$, $\int_{t_0}^{t_0+T_n} A_{xs}(t)A_{rs}(t)dt$, $\int_{t_0}^{t_0+T_n} A_{xc}(t)A_{rc}(t)dt$ и $\int_{t_0}^{t_0+T_n} A_{xs}(t)A_{ls}(t)dt$ соответственно. Эти напряжения перемножаются и поступают на устройство сравнения УС, где происходит принятие решения об оценке принятого символа $\tilde{d}_r^{(k)}$ канального алфавита. В этом устройстве помехоустойчивость может быть увеличена за счет выбора оптимальных значений t_{0opt} сдвига интервала наблюдения и $T_{норт}$ величины интервала наблюдения. При использовании (14) происходит частичная компенсация межсимвольной интерференции за счет применения обратной связи по решению. Для этого добавлена цепь обратной связи. В цепь обратной связи входит блок ОС, основными функциями которого являются формирование значений $A_{rc}(t,i)$, $A_{rs}(t,i)$, $A_{ic}(t,i)$, $A_{ls}(t,i)$, в которые входят значения предыдущих принятых символов. Эти значения оценок символов $\tilde{d}_{ri}^{(p)}$, $\tilde{d}_{li}^{(p)}$ хранятся в оперативной памяти блока ОС.

V. Выводы

Алгоритм поэлементного приема с обратной связью занимает промежуточное положение между классическими алгоритмами поэлементного приема

сигналов в условия межсимвольной интерференции и алгоритмами приема «в целом» последовательностей сигналов.

Реализация таких алгоритмов на базе цифровых SDR платформ позволяет получить структуры цифровых демодуляторов с обратной связью по решению для приема частотно-модулированных сигналов с протяженными фазовыми траекториями. Возможность повышения помехоустойчивости приема для таких алгоритмов достигается за счет выбора оптимальных значений начала интервала наблюдения и величины самого интервала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- [1] Signal Analysis of GMSK Modulation-based CubeSat Automatic Identification System Receiver, Achmad Munir1, Nazmi Febrian1, Antrisha Daneraici Setiawan, Chairunnisa, 2016.
- [2] M. Similä and M. Lensu, "Estimating the speed of ice-going ships by integrating SAR imagery and ship data from an automatic identification system," // Remote Sens. (Basel), vol. 10, no. 7, Art. no. 1132, 2018.
- [3] Передача дискретных сообщений по радиоканалам с ограниченной полосой пропускания. / Макаров С.Б., Цикин И.А. М.: Радио и связь, 1988. 304 с.
- [4] Сотовые системы мобильной радиосвязи: учеб. пособие / В.Ю. Бабков, И.А. Цикин. 2-ое изд., перераб. И доп. СПб.: БХВ – Петербург, 2013. 432 с.
- [5] M. Eyuboglu and S. Qureshi, "Reduced-state sequence estimation with set partitioning and decision feedback," // In IEEE Transactions on Communications, vol.36, no.1, pp. 13-20, 1989.
- [6] Лавренко И., Макаров С.Б., Завьялов С.В., Жабко Г.П., Кудряшова Т.Ю., Синепол В.С. Вычислительная сложность алгоритма с обратной связью по решению и максимально достоверной оценкой последующих символов для приема спектрально-эффективных сигналов с управляемой межсимвольной интерференцией // Радиотехника. 2024. Том 88, №3. с. 44-58 DOI: 10.18127/j00338486-202403-00
- [7] Мельников С.О. Горубнов И.Н., Кудряшова Т.Ю., Макаров С.Б. Влияние ограничения импульсного отклика фильтра Гаусса на спектральные характеристики и помехоустойчивость когерентного приема «в целом» GMSK сигналов с межсимвольной интерференцией // «79-я научно-техническая конференция СПбНТОРЭС им. А.С. Попова», 2024 Санкт-Петербург, с.81-85.