

DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.2

УДК 621.391.01

## АЛГОРИТМЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ OFDM- СИГНАЛОВ

Л. Е. Назаров, А. С. Зудилин

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова  
РАН, 141190, г. Фрязино Московской обл., пл. Введенского, 1

Статья поступила в редакцию 25 февраля 2020 г.

**Аннотация.** Приведены описания разработанных алгоритмов помехоустойчивого приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов с увеличением их базы, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам (ССП). Алгоритмы приема основаны на компенсации СПП, суть которой - нелинейная обработка сигналов с использованием мягкого/жесткого ограничения или выключения их спектральных составляющих с весовой обработкой входных реализаций. Произведен анализ помехоустойчивости алгоритмов приема для сигнальной конструкции на основе сверточного кода с кодовой скоростью  $R=1/2$  с использованием весовой функции Кайзера и модели СПП. Результаты моделирования алгоритмов приема показывают, что наиболее эффективной из исследуемых является нелинейная обработка с режимом выключения спектральных составляющих, амплитуды которых превышают задаваемый порог ограничения.

**Ключевые слова:** OFDM, нелинейная обработка, подавление шума, окно Кайзера.

**Abstract.** The focus of this paper is directed towards the development and investigation of efficient technique of channel spectrum-concentrated noise mitigation for signal constructions based on OFDM-signals (orthogonal frequency division multiplexing) and error-correcting codes. The frequency-domain nonlinear immune-noise processing algorithms for these signal constructions are proposed. The analysis of noise-immunity for these signal constructions is implemented for

convolutional code with code-rate 1/2 and for spectrum-concentrated noise model signal. The developed decoding algorithm for signal constructions involves Fast Fourier Transformation (FFT) with preceding weight window, nonlinear processing (soft/hard restriction or elimination of spectral components) and interleaving of spectral component values and evaluation of soft output decisions from demodulator for decoding. There are recommendations for most effective processing algorithm (namely, elimination of spectral components) that effective for mitigation of the investigated noise signals in the article. The results of computer simulations of these algorithms show the differences between the resulted error-performances and for the ideal error-performances under assumption of existing only AWGN not more than 2.25...4.5 dB for bit-error  $10^{-5}$ .

**Key words:** OFDM, nonlinear processing, noise reduction, Kaiser window.

## Введение

Сигналы с ортогональным частотным разделением (OFDM-сигналы, orthogonal frequency division multiplexing) интенсивно используются в приложениях, например, в системах пакетной передачи по каналам беспроводных локальных сетей WLAN (стандарт IEEE 802.12.11), по каналам беспроводных городских сетей WMAN (стандарт IEEE 802.16), а также в ряде принятых протоколов: DAB, DVB-T, DVB-T2 (цифровое радиовещание и телевидение), DVB-SH (цифровое спутниковое телевидение), 3GPP LTE (мобильная связь 4G) [1,2].

С использованием OFDM-сигналов возможна организация надежной передачи информации по каналам с многолучевым распространением, обуславливающим частотно-селективные замирания сигналов и межсимвольную интерференцию [1,2]. Разработке и развитию теории OFDM-сигналов посвящен ряд работ, например, [1-3].

Для приложений важной является проблема повышения помехоустойчивости систем передачи информации, использующих OFDM-сигналы, при наличии класса сосредоточенных по спектру помех (ССП) [4-8]. С

целью решения этой проблемы в работах [6,8,9] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования. Разработанные алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на нелинейной обработке входных реализаций [10,11].

Актуальной является проблема исследования и сравнительного анализа относительно помехоустойчивости алгоритмов нелинейной обработки при приеме этих сигнальных конструкций для класса рассматриваемых помех.

### 1. Постановка задачи

OFDM-сигналы  $\dot{s}(t)$  представляют сумму  $N$  парциальных гармонических сигналов, ортогональных в усиленном смысле на тактовом интервале длительностью  $T$  [1-3]

$$\dot{s}(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{m=0}^{N-1} \dot{\alpha}_m \exp(j2\pi f_m t). \quad (1)$$

Здесь  $f_m = \frac{m}{T}$ ,  $m = 0, 1, \dots, N-1$ ; символы  $\dot{\alpha}_m$  в блоке  $(\dot{\alpha}_0, \dot{\alpha}_1, \dots, \dot{\alpha}_{N-1})$  объемом  $J^N$  ( $J$  - объем алфавита символов  $\dot{\alpha}_m$ ) задаются сигнальным “созвездием” и входной информационной последовательностью длительностью  $L = N \log_2 J$ . Для “созвездия” с 2-х фазовой манипуляцией (ФМ2)  $J = 2$  и  $L = N$ .

ССП подобны по структуре OFDM-сигналам (1) [10]. Это обуславливает более высокую эффективность данных помех относительно снижения помехоустойчивости OFDM-сигналов по сравнению с базовой моделью помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки на бит  $P_b$ .

В качестве примера на рис.1 приведен вид спектральных плотностей мощности  $S(f)$  рассматриваемого типа помех в окрестности несущей частоты с полосой  $\pm 50$  кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в  $P$  - диапазоне [10]. Наблюдается в среднем до 5 помех рассматриваемого типа, отношение мощности передаваемых сигналов к мощности помех может достигать -20...-25 дБ.

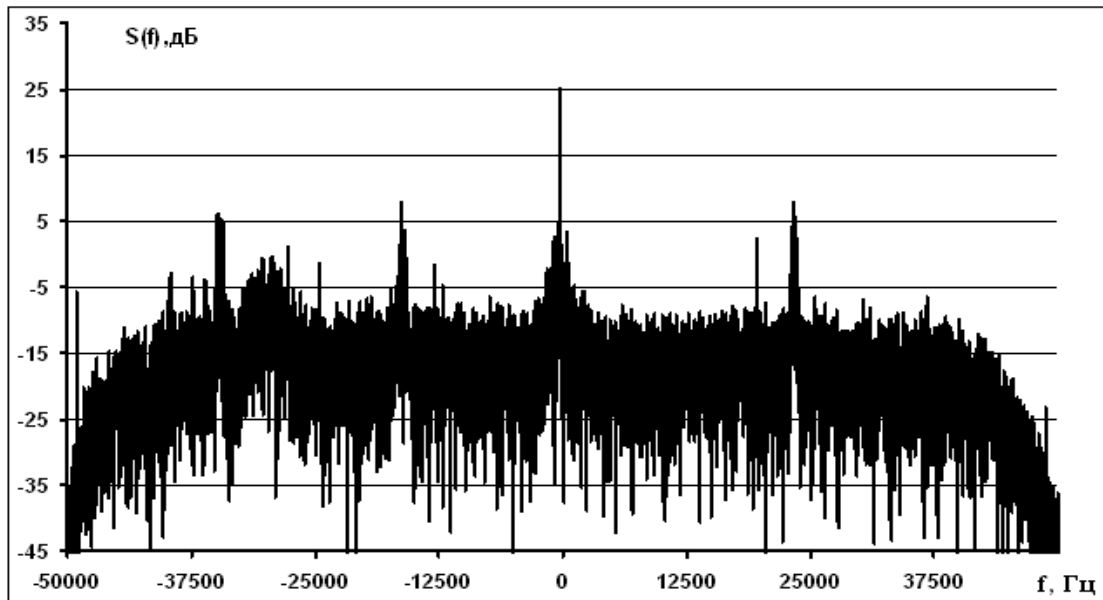


Рис.1. Вид спектральных плотностей мощности ССП в окрестности несущей частоты с полосой  $\pm 50$  кГц, полученных при обработке сигналов спутниковой информационной системы в  $P$  - диапазоне.

Известные методы снижения влияния ССП на помехоустойчивость приема основаны на увеличении базы  $B$  сигналов [3,12] или применении адаптивных методов компенсации помех [13]. При использовании сигналов с базой  $B$ , определяемой отношением полосы частот передаваемых сигналов к скорости передачи информации, вероятность ошибки монотонно зависит от отношения  $\sqrt{\frac{BP_c}{P_{\Pi}}}$  - при приеме сигналов происходит снижение мощности ССП в  $B$  раз [13]. Здесь  $P_c$  - мощность передаваемых сигналов,  $P_{\Pi}$  - мощность ССП.

В целях повышения надежности передачи информации при наличии в канале рассматриваемых помех в работах [6,8,9] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов с увеличением их базы. Разработанные алгоритмы приема этих сигнальных конструкций включают нелинейную обработку входных реализаций с целью компенсации рассматриваемых помех и вычисление решений с выхода сигнального демодулятора, используемых при декодировании помехоустойчивых кодов [11].

В статье приводятся результаты исследований и сравнительного анализа помехоустойчивости для ряда алгоритмов нелинейной обработки входных

реализаций при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии ССП. Приведены результаты моделирования алгоритмов приема.

## 2. Описание сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов

На рис.2 приведена схема формирования рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов [6]. Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.



Рис.2. Схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения.

На вход кодера помехоустойчивого кода поступает последовательность информационных символов  $(\vec{\alpha})$  длительностью  $K$ . С выхода кодера последовательность кодовых символов  $(\vec{\alpha}')$  длительностью  $\frac{K}{R}$  ( $R$  - кодовая скорость помехоустойчивого кода) поступает на вход перемежителя, каждый символ с выхода перемежителя  $(\vec{\alpha}_{\pi})$  отображается в последовательность  $(\alpha_{\pi,i}p_0(i), \dots, \alpha_{\pi,i}p_{l-1}(i))$  длительностью  $l$  действием умножителя и генератора удлиняющей последовательности. Здесь  $p_j(i) = \pm 1, (j = 1, 2, \dots, l)$  - последовательность символов удлиняющей последовательности. Последовательность символов с выхода умножителя длительностью  $\frac{Kl}{R}$  поступает на вход модулятора OFDM-сигналов, реализующего обратное спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью  $N$  и формирующего последовательность  $L = \frac{Kl}{RN}$  OFDM-сигналов (1) с использованием манипуляции ФМ2 парциальных сигналов.

Для фиксированной частотной полосы и фиксированного числа парциальных сигналов  $N$  в (1) действие умножителя и генератора удлиняющей последовательности эквивалентно увеличению базы рассматриваемой сигнальной конструкции по отношению к базе исходных OFDM-сигналов без кодирования за счет уменьшения информационной скорости в  $1/R$  раз.

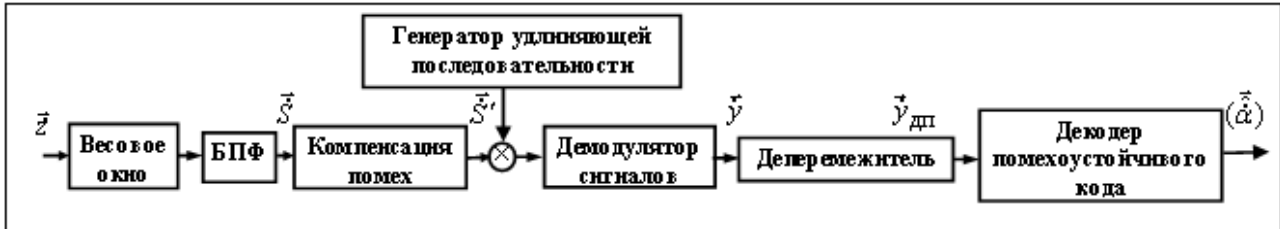


Рис.3. Схема обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения.

На рис.3 приведена схема обработки реализации  $\vec{z}$  с выхода канала передачи при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций  $\vec{s}$  [6]. Отсчеты  $\dot{z}_i$  реализации  $\vec{z}$  задаются соотношением

$$\dot{z}_i = \dot{s}_i + \dot{n}_i + \dot{N}_i. \quad (2)$$

Здесь  $\dot{n}_i$ ,  $\dot{N}_i$  - комплексные отсчеты, соответствующие АБГШ и ССП. Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.

Реализация  $\vec{z}$  с выхода канала поступает на вход приемного устройства, которое содержит весовую функцию (весовое окно) с коэффициентами  $w(k)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ; модуль вычисления спектрального преобразования в базисе Фурье размерностью  $N$ ; модуль компенсации помех; генератор удлиняющей последовательности и умножитель; демодулятор OFDM-сигналов; деперемежитель и декодер помехоустойчивого кода.

На вход модуля компенсации помех поступают спектральные отсчеты  $\dot{S}_j(k)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ,  $j = 1, 2, \dots, L$ , вычисленные с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) с размерностью  $N$  для последовательности взвешенных входных отсчетов  $\dot{z}_i(k)w(k)$ . При

компенсации помех осуществляется ограничение (“мягкое” ограничение) значений реальной части спектральных отсчетов  $\dot{S}_j(k)$  [6]

$$\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k)) = \begin{cases} \operatorname{Re}(\dot{S}_j(k)), & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| < P, \\ \operatorname{sign}(\operatorname{Re}(\dot{S}_j(k))) \cdot P, & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| > P. \end{cases} \quad (4)$$

Здесь  $\operatorname{sign}(x)$  - знак аргумента  $x$ ;  $P$  - порог, который вычисляется с использованием соотношения

$$P = \frac{h}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\dot{S}_j(k)|. \quad (5)$$

Здесь  $h$  - коэффициент, выбор которого определяется достижением максимальной помехоустойчивости при приеме. Подобная операция (4) осуществляется и над мнимой частью  $\operatorname{Im}(\dot{S}_j(k))$  при формировании  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$ .

Демодулятор OFDM-сигналов осуществляет вычисление решений  $\vec{y}$  для декодера помехоустойчивого кода с использованием последовательности спектральных отсчетов  $\vec{S}'$  с выхода модуля компенсации помеховых сигналов

$$\dot{y}_i = \sum_{j=1}^l \dot{S}'_j(i) p_j(i). \quad (6)$$

Декодер помехоустойчивого кода на основе символов деперемеженной последовательности решений  $\vec{y}_{\text{дп}}$  выдает решения относительно символов информационной последовательности ( $\vec{\alpha}$ ).

В варианте рассматриваемого алгоритма компенсации ССП используется метод «выключения» спектральных составляющих

$$\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k)) = \begin{cases} \operatorname{Re}(\dot{S}_j(k)), & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| < P, \\ 0, & \text{если } |(\dot{S}_j(k))| > P. \end{cases} \quad (7)$$

Также используется “жесткое” ограничение со значениями  $\pm 1$  при формировании отсчетов  $\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k))$ ,  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$  (двухуровневое квантование), не требующее знания относительно порога  $P$

$$\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k)) = \begin{cases} 1, & \text{если } \operatorname{Re}(\dot{S}_j(k)) > 0, \\ -1, & \text{если } \operatorname{Re}(\dot{S}_j(k)) < 0. \end{cases} \quad (8)$$

Эффективность компенсации ССП и помехоустойчивость рассматриваемых сигнальных конструкций в сочетании с алгоритмами приема определяется выбором весовых функций [10,11], которые уменьшают значения боковых лепестков ССП относительно основного лепестка в частотной области [1] по отношению к прямоугольной весовой функции. Вместе с тем при весовой обработке уменьшаются значения сигнал/помеха на выходе демодулятора по отношению к согласованной фильтрации с использованием прямоугольной весовой функции, а также нарушается ортогональность парциальных сигналов, что обуславливает возникновение помех межканальной интерференции [11].

Известен ограниченный ряд весовых функций со свойствами, близкими к оптимальным, например, функция Кайзера с коэффициентами  $w(k) = I_0\left(\beta\sqrt{1-(2k/N-1)^2}\right)/I_0(\beta)$  [14]. Здесь  $0 \leq k < N$ ;  $I_0(x)$  - модифицированная функция Бесселя первого рода 0-го порядка. Основные характеристики весовой функции (ширина главного лепестка, значения амплитуд боковых лепестков в частотной области) задаются через параметр  $\beta$ .

Существуют оптимальные значения порогов  $P_{\text{опт}}$ , определяющие минимальные значения вероятности ошибки  $P_6$  при наличии ССП. Действительно, вероятность ошибки  $P_6$  при реализации правила нелинейной обработки (5) определяется совместным действием двух факторов. Во-первых, нелинейная операция ограничения приводит к энергетическим потерям - снижению отношения сигнал/помеха при уменьшении значений порога  $P$  и, соответственно, к увеличению вероятности ошибки  $P_6$  по отношению к линейной обработке [13]. Для предельного случая жесткого ограничения энергетические потери достигают максимального значения и для АБГШ достигают 2 дБ.



Во-вторых, при увеличении значений порога  $P$  с целью уменьшения влияния ограничения на вероятностные характеристики приема увеличивается искажающее действие ССП, которые в частотной области с использованием весовых функций подобны импульсным помехам во временной области. Оптимальные алгоритмы приема либо близкие к оптимальным при наличии помех импульсного типа приведены в [15]. Эти алгоритмы основаны на безинерционной нелинейной обработке отсчетов входных реализаций, эквивалентной ограничению, которое реализуется путем включения регулировки усиления на основе взвешивания отсчетов с учетом плотности их распределения (в общем случае негауссовской).

Таким образом, должен существовать оптимальный порог ограничения  $P_{\text{опт}}$ , определяющий минимальное искажающее влияние совместного ограничения и ССП и, соответственно, минимальную вероятность ошибки  $P_6$ .

Ниже приведены результаты исследования и сравнительного анализа помехоустойчивости для приведенных алгоритмов нелинейной обработки (4), (7), (8) при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций с использованием весовой функции Кайзера.

### 3. Результаты моделирования алгоритмов приема

Исследование вероятностных характеристик сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов произведено для помехоустойчивого сверточного кода. Кодер сверточного кода представляется решетчатой диаграммой и задается порождающими многочленами [13]. Оптимальный прием сигналов, соответствующих сверточному коду, выполняется на основе алгоритма Витерби - осуществляется перебор возможных путей по кодовой решетке с выбором наиболее правдоподобного пути [13].

Используемый сверточный код имеет кодовую скорость  $R = 1/2$  и задается порождающими многочленами в 8-ом представлении (133,171) [16]. Этот код рекомендован для спутниковых систем связи [16], при его использовании вероятность ошибки  $P_6 = 10^{-5}$  обеспечивается при отношении

сигнал/шум  $E_G/N_0 = 4.0$  дБ. Здесь  $E_G$  - энергия на информационный бит,  $N_0$  - спектральная плотность (односторонняя) АБГШ.

Снижение искажающего влияния ССП при использовании рассматриваемых сигнальных конструкций показано путем моделирования алгоритмов приема при наличии АБГШ и с использованием приведенной выше модели ССП: существование до 5 помеховых сигналов с вариацией их количества и амплитуд и с произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов, отношение общей мощности помеховых сигналов  $P_{\Pi}$  к мощности OFDM сигналов  $P_c$  при моделировании равно  $\chi = P_c / P_{\Pi} = -20$  дБ. Размерность БПФ равна  $N = 1024$ , использовалось сигнальное “созвездие” ФМ2. В этом случае надежная связь возможна с использованием сигналов с базой  $B$ , превышающей 20 дБ.

При моделировании производилась интервальная оценка вероятности  $P_G$  путем вычисления частоты  $p = x/u$ ,  $x$  - число ошибочных битов при приеме из переданных информационных битов объемом  $u$ . Требуемый объем  $u$  определяется вероятностью  $P_G$ , доверительной вероятностью  $P_{\text{дов}} = 0.95$  и размером доверительного интервала  $[0.5P_G, 1.5P_G]$ .

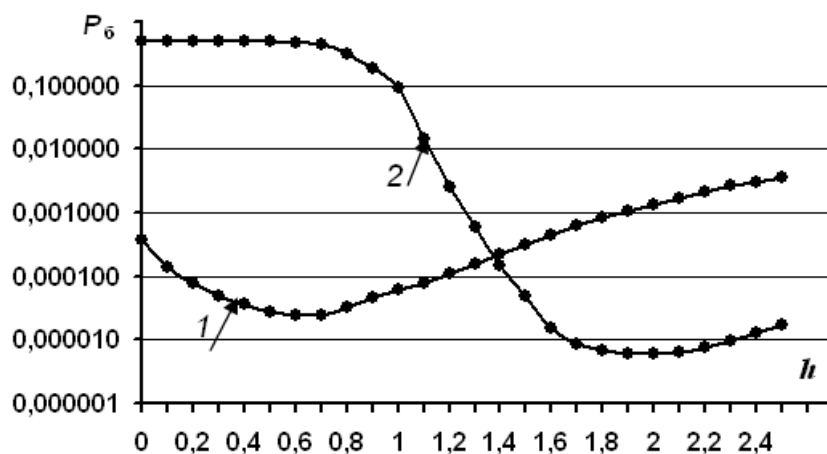


Рис.4. Зависимости вероятностей ошибки  $P_G$  от коэффициента  $h$  для порога  $P$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов: кривая 1 - мягкое ограничение спектральных составляющих; кривая 2 - выключение спектральных составляющих.

На рис.4 приведены зависимости вероятности ошибки  $P_6$  от значений коэффициента  $h$ , задающего порог  $P$  (5) при использовании мягкого ограничения (4) (кривая 1) и выключения (7) (кривая 2) спектральных составляющих в алгоритме компенсации ССП, отношение сигнал/помеха АБГШ равно  $E_6/N_0 = 4.5$  дБ, параметр  $l = 2$ , параметр весовой функции Кайзера  $\beta = 6$ .

Видно, что существуют оптимальные значения коэффициентов  $h$ , задающие пороги ограничения  $P_{\text{ОПТ}}$  и определяющие минимальные вероятности  $P_6$  - для режима мягкого ограничения  $h = 0.6$  ( $P_6 = 0.000025$ ), для режима выключения спектральных составляющих  $h = 1.9$  ( $P_6 = 0.000006$ ). Режим мягкого ограничения при  $h = 0$  соответствует жесткому ограничению, в этом случае вероятность ошибки  $P_6 = 0.00037$ .

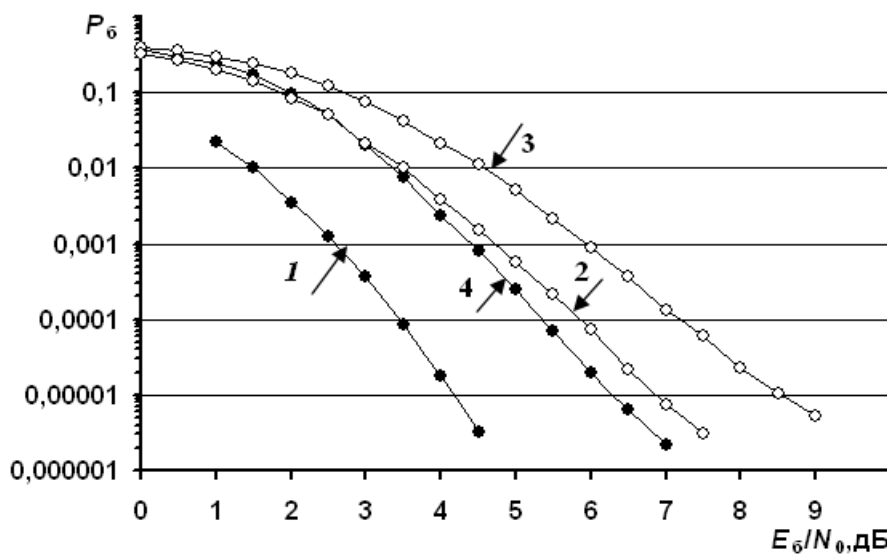


Рис.5. Зависимости вероятности  $P_6$  от  $E_6/N_0$  при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов: кривая 1 - наличие лишь АБГШ; кривая 2 - мягкое ограничение спектральных составляющих; кривая 3 - жесткое ограничение спектральных составляющих; кривая 4 - выключение спектральных составляющих.

На рис. 5 приведены вероятностные кривые для рассматриваемой сигнальной конструкции при наличии рассматриваемого комплекса помех, варьируемым параметром является сигнал/шум  $E_6/N_0$  для АБГШ при

постоянном отношении общей мощности ССП к мощности OFDM-сигналов  $\chi = -20$  дБ. По оси ординат даны значения вероятностей ошибки  $P_G$ , по оси абсцисс отложены значения сигнал/шум  $E_G/N_0$ .

Кривая 1 соответствует наличию лишь АБГШ, вероятность  $P_G = 10^{-5}$  достигается при  $E_G/N_0 = 4.0$  дБ. Кривые 2, 3 и 4 определены для алгоритма приема с режимами нелинейной обработки и с оптимальными порогами  $P_{\text{опт}}$  для мягкого ограничения (4), выключения спектральных составляющих (8) и с жестким ограничением (7) соответственно.

Видно, что наиболее эффективной относительно  $P_G$  является нелинейная обработка с выключением спектральных составляющих (8) - энергетические потери по отношению к кривой 1 для  $P_G = 10^{-5}$  не превышают 2.25 дБ. Энергетический выигрыш при использовании режима выключения достигают 0.75 дБ по отношению к использованию мягкого ограничения и 2.25 дБ по отношению к жесткому ограничению.

### **Заключение**

Приведены описания сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов с увеличением их базы и помехоустойчивого кодирования, устойчивых к влиянию ССП. Разработанные алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на компенсации ССП. Суть алгоритмов компенсации - нелинейная обработка сигналов путем мягкого/жесткого ограничения или выключения их спектральных составляющих с весовой обработкой входных реализаций.

Произведен анализ помехоустойчивости алгоритмов приема для сигнальной конструкции, формируемой на основе сверточного кода с кодовой скоростью  $R = 1/2$  с использованием весовой функции Кайзера и модели ССП. Результаты моделирования показывают, что наиболее эффективной из исследуемых является нелинейная обработка с режимом выключения спектральных составляющих, амплитуды которых превышают задаваемый порог ограничения.

Показано также, что организация надежной передачи информации по каналам с рассматриваемой моделью ССП возможна с использованием исследуемой сигнальной конструкции с базой 6 дБ, в то время как теоретическая оценка требуемой базы сигналов для решения этой проблемы превышает 20 дБ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

### Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия-Телеком, 2016.
2. Liu H., Li G. OFDM-Based Broadband Wireless Networks. A John Wiley & Sons. New Jersey, 2005.
3. Schulze H., Luders C. Theory and Application of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications. John Wiley & Sons Ltd. England, 2005.
4. Darsena D., Verde F. Successive NBI cancellation using soft decision for OFDM systems. // IEEE Signal Processing Letters. 2008. No.15. P.873-876.
5. Goma A., Al-Dhahir N. A Sparsity-Aware Approach for NBI Estimation in MIMO-OFDM. // IEEE Transactions on Wireless Communications. 2011. Vol.10. No.6. P.1854-1862.
6. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. // Журнал радиоэлектроники. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
7. Darsena D., Gelli G., Verde F. Perfect symbol recovery and NBI suppression in MIMO-OFDM systems. // Electronics Letters. 2014. Vol.50. No.3. P.225-227.
8. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Исследование эффективности приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии канальных полигармонических помех. // Журнал радиоэлектроники. 2018. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/4/text.pdf>.

9. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Исследование эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам. // Журнал радиоэлектроники. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/6/text.pdf>
10. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Эффективность окон Кайзера и Кравченко-Кайзера при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам. // Физические основы приборостроения. 2018. Т.7. №3(29), стр.26-36.
11. Назаров Л.Е. Сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов, устойчивые к влиянию сосредоточенных по спектру помех. // Радиотехника и электроника. 2019. Т.64. №8. С.787-795.
12. Калинин В.И., Радченко Д.Е., Черепенин В.А. Вероятностные характеристики цифрового канала передачи информации на основе непрерывных шумовых сигналов со спектральной модуляцией. // Радиотехника. 2015. №8. С.84-94.
13. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes. Cambridge University Press. 2010.
14. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при цифровой обработке сигналов. М.:Связь. 1980.
15. Акимов П.С., Бакут П.А., Богданович В.А. Теория обнаружения сигналов. М.: Радио и связь, 1984.
16. TM synchronization and channel coding - summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-1. Green Book, 2006.

**Для цитирования:**

Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Алгоритмы нелинейной помехоустойчивой обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar20/2/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.3.2