

УДК 621.391.01

## **АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ OFDM-СИГНАЛОВ, УСТОЙЧИВЫХ К ВЛИЯНИЮ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ**

**А. С. Зудилин, Л. Е. Назаров**

**Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова  
РАН, 141190, Московская область, г. Фрязино, пл. академика Введенского, д.1**

Статья поступила в редакцию 31 октября 2017 г.

**Аннотация.** Приведены результаты анализа помехоустойчивости алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Анализ помехоустойчивости произведен для сигнальных конструкций, формируемых с использованием блочного низкоплотностного кода. Показано, что применение этого кода в сочетании с алгоритмами активной компенсации рассматриваемых помех обеспечивает энергетический выигрыш по отношению к случаю без использования помехоустойчивого кодирования.

**Ключевые слова:** OFDM сигналы, компенсация помех, сосредоточенные по спектру помехи.

**Abstract.** The focus of this paper is directed towards the development and investigation of efficient technique for narrow-band mitigation for signal construction based on OFDM signals and on error-correcting codes. In this paper the frequency-domain algorithms for noise reduction are proposed. The analysis of noise immunity for these signal constructions is implemented for low-density parity-check code and for signal influence concentrated on a range.

**Key words:** OFDM, noise reduction, narrow-band noise.

### **Введение**

Сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием, известные в литературе как OFDM сигналы (orthogonal frequency division multiplexing),

обладают рядом свойств, определяющих перспективность их использования в цифровых системах связи широкого назначения [1,2]. Рассматриваемые сигналы являются базовыми для ряда принятых протоколов: IEEE 802.16 (WiMax), IEEE 802.11 (WiFi), цифровое радиовещание и телевидение, DVB-SH (цифровое спутниковое телевидение).

С использованием OFDM сигналов, которые входят в класс широкополосных сигналов, возможна организация надежной передачи информации по нестационарным каналам с многолучевостью, которая обуславливает наличие мультипликативных помех (частотно-селективные замирания сигналов) и явление межсимвольной интерференции [2,3]. Исследованию свойств OFDM сигналов, в частности, оцениванию мощности интермодуляционных помех за счет нелинейности передающих устройств сигналов, посвящен ряд работ [4-7].

OFDM сигналы представляют сумму составляющих гармонических сигналов. Это обуславливает эффективность влияния класса сосредоточенных по спектру канальных помех на помехоустойчивость систем передачи информации с использованием данных сигналов. В этот класс входят однотональные и многотональные помехи, эквивалентные нескольким гармоническим сигналам в полосе OFDM сигналов.

С целью снижения эффективности данных помех в работе [8] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM сигналов с повышением их базы путем увеличения длительности с использованием псевдослучайных последовательностей (ПСП) в сочетании с алгоритмами активной компенсации в частотной области.

Актуальной является проблема исследования вероятностных характеристик при приеме данных сигнальных конструкций с включением помехоустойчивого кодирования.

В статье приводятся результаты исследования вероятностных характеристик алгоритмов обработки при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого

низкоплотностного кода при наличии сосредоточенных по спектру помех. Приведены результаты моделирования данных алгоритмов обработки.

### 1. Постановка задачи

OFDM сигналы представляют сумму  $N$  гармонических сигналов, ортогональных на интервале определения  $T$  [1]

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

Здесь 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 используемым сигнальным “созвездием” на основе входной информационной последовательности длительностью  $L = N \log_2 J$ . Для двумерного “созвездия” с 4-х фазовой манипуляцией (ФМ4)  $J = 4$  и  $L = 2N$ .

Повышение надежности передачи информации при наличии в канале сосредоточенных по спектру помех возможно обеспечить, используя сигнальные конструкции на основе OFDM сигналов путем увеличения их базы в сочетании с помехоустойчивым кодированием, перемежением кодовых символов и активной компенсацией рассматриваемых помех в частотной области при приеме [8]. На рис.1 приведена блок-схема формирования рассматриваемых сигнальных конструкций. Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.

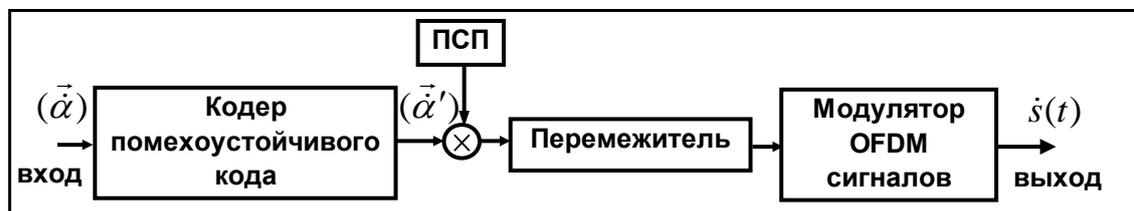


Рис.1. Блок-схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов.

На вход кодера помехоустойчивого кода подается последовательность информационных символов  $(\vec{\alpha})$ . Каждый символ  $(\vec{\alpha}')$  с выхода кодера отображается в последовательность двоичных символов  $(\dot{\alpha}'_i \dot{p}_0(i), \dots, \dot{\alpha}'_i \dot{p}_{l-1}(i))$

длительностью  $l$  действием умножителя и генератора ПСП. Здесь  $\dot{p}_j(i)$ , ( $j = 0, 1, \dots, l - 1$ ) – последовательность символов с генератора ПСП с двоичными компонентами  $\pm 1$ .

Последовательность символов с выхода умножителя поступает на вход перемежителя символов и далее на вход модулятора, реализующего обратное спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью  $N$  и формирующего последовательность OFDM сигналов (1).

Для фиксированной частотной полосы и фиксированного числа составляющих парциальных сигналов  $N$  в (1) действие ПСП последовательности эквивалентно увеличению длительности (увеличению базы) рассматриваемой сигнальной конструкции по отношению к длительности исходных OFDM сигнала в  $l$  раз.

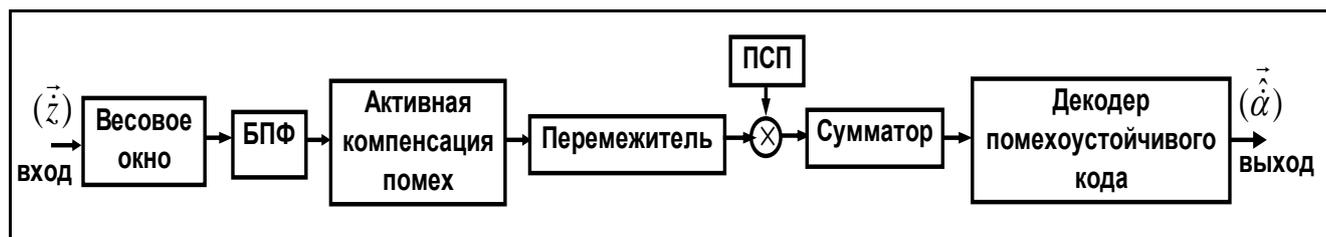


Рис.2. Блок-схема обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов.

На рис.2 приведена блок-схема алгоритма обработки дискретной реализации  $\vec{z}$  с выхода канала передачи при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций  $\vec{s}$ . Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.

Реализация с выхода канала  $\vec{z}$  поступает на вход приемного устройства, содержащее блок весового окна; сигнальный демодулятор, реализующий спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью  $N$  (БПФ); блок активной компенсации помех в частотной области; деперемежитель; генератор ПСП, сумматор и декодер помехоустойчивого кода.

Отсчеты  $\dot{z}_i$  реализации  $\vec{z}$  задаются соотношением

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

Здесь  $\dot{n}_i$  - отсчеты, соответствующие каналному аддитивному белому гауссовскому шуму (АБГШ) со спектральной односторонней плотностью  $N_0$ ;  $\dot{N}_i$  - отсчеты, соответствующие помехе, входящей в класс рассматриваемых сосредоточенных по спектру канальных помех.

Блоки весового окна, сигнального демодулятора и активной компенсации помех реализуют активную компенсацию в частотной области сосредоточенных по спектру помех [8].

Эффективность данного алгоритма компенсации определяется выбором весового окна [8]. Одним из оптимальных весовых окон является окно Кайзера, весовые коэффициенты  $w(k)$  которого задаются соотношением [8]

$$w(k) = \frac{I_0\left(\beta\sqrt{1-(2k/(N-1))^2}\right)}{I_0(\beta)}, \quad -\frac{N-1}{2} \leq k \leq \frac{N-1}{2}. \quad (3)$$

Здесь  $I_0(x)$  - функция Бесселя первого рода 0-го порядка,  $\beta$  - параметр ( $\beta = 9.0 \div 9.5$ ).

В сигнальном демодуляторе осуществляется прямое преобразование Фурье над входной дискретной реализацией с взвешенными отсчетами и формируется множество отсчетов OFDM сигналов в частотной области  $\dot{Z}_i(k)$ ,  $i = 0, 1, \dots, l-1$ ,  $k = 0, 1, \dots, N-1$ .

В блоке активной компенсации помех осуществляется операция ограничения значений реальной (мнимой) частей символов  $\dot{Z}_i(k)$

$$\text{Re}(\dot{Z}'_i(k)) = \begin{cases} \text{Re}(\dot{Z}_i(k)), & \text{если } |\dot{Z}_i(k)| < P \\ \text{sign}(\text{Re}(\dot{Z}_i(k))) \cdot P, & \text{в противном случае} \end{cases}. \quad (4)$$

Подобная операция (4) осуществляется также над мнимой частью  $\dot{Z}_i(k)$  при формировании  $\text{Im}(\dot{Z}'_i(k))$ . Здесь  $\text{sign}(x)$  - знак аргумента  $x$ ;  $P$  - порог.

Оптимальное значение порога  $P$  зависит от длительности ПСП  $l$ , от соотношения мощностей OFDM сигналов и помеховых сигналов. В более простом варианте рассматриваемого алгоритма компенсации используется

“жесткое” ограничение с выхода демодулятора OFDM сигналов (двухуровневое квантование).

Операции, осуществляемые генератором ПСП и сумматором, осуществляют когерентное накопление соответствующих  $l$  символов с выхода умножителя, формируя символы  $\dot{y}_i, i = 0, 1, \dots, N - 1$

$$\dot{y}_i = \sum_{j=0}^{l-1} \dot{Z}'_j(i) \dot{p}_j^*(i) \quad (5)$$

Здесь  $(\cdot)^*$  – операция комплексного сопряжения символов с выхода генератора ПСП приемника.

Декодер помехоустойчивого кода на основе символов  $\dot{y}_i$  выдает решения относительно символов информационной последовательности  $\dot{\alpha}_0, \dot{\alpha}_1, \dots, \dot{\alpha}_{N-1}$ .

При отсутствии в канале сосредоточенных по спектру помеховых сигналов блок активной компенсации не работает и используется прямоугольное взвешивающее окно. В противном случае включается блок активной компенсации помехи с взвешивающим окном (4).

В работе [8] приведены результаты исследования помехоустойчивости для рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов без применения помехоустойчивого кодирования.

Анализ помехоустойчивости данных сигнальных конструкций с использованием помехоустойчивых кодов в сочетании с алгоритмами компенсации сосредоточенных по спектру помех представляет суть задачи.

## 2. Алгоритм приема низкоплотностных кодов

Исследование вероятностных характеристик сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов произведено для блочного низкоплотностного кода с параметрами (8176, 7156). Здесь  $n = 8176$  - длина кодовых слов,  $k = 7156$  - объем информационного блока. Рассматриваемый код относится к классу квазициклических кодов ( $J_D(m, l) = 4, J_N(b_l, m) = 64$ ) и сформирован на основе евклидово-геометрического кода  $EG(3, 2^3)$  [9]. Этот код входит в класс кодов,

рекомендованных для использования в космических телекоммуникационных системах, при его использовании достигаются вероятностные характеристики, близкие к предельным характеристикам, определяемым шенноновской пропускной способностью канала АБГШ [10].

Класс блоковых низкоплотностных кодов обладает свойством организации множества ортогональных проверочных соотношений для каждого кодового символа кодовых слов [9], на основе которых разработаны итеративные алгоритмы приема с использованием «мягких» (многоуровневых при квантовании) решений с выхода сигнального демодулятора. Эти коды являются наиболее эффективными в классе известных блоковых кодов относительно их помехоустойчивости. Ниже приведено описание алгоритма итеративного приема данных кодов ВР (belief propagation [9]).

Рассматривается передача дискретных сообщений по каналу передачи без памяти АБГШ. Передача осуществляется с использованием сигналов с фазовой манипуляцией на основе низкоплотностных блоковых кодов с параметрами  $(n, k)$  с проверочной матрицей  $H = (h_{li}; 0 \leq l < n - k; 0 \leq i < n)$ .

Пусть  $\vec{Y} = (y_0, y_1, \dots, y_{n-1})$  - дискретная реализация с выхода демодулятора сигналов, отсчеты которой задаются в виде  $y_l = s_l + n_l$ , где  $s_l$  - сигнальные отсчеты,  $n_l$  - отсчеты помехи,  $l = 0, 1, \dots, n - 1$ .

Введем обозначения:  $D(l, m) = (m : h_{ml} = 1)$  - множество ортогональных соотношений объемом  $J_D(m, l)$  для кодового символа  $b_l$  в составе кодового слова  $\vec{B} = (b_0, b_1, \dots, b_{n-1})$ ;  $D(l, m) / m$  - множество ортогональных проверок  $D(l, m)$  без  $m$ -ой проверки. Обозначим также  $N(l, m) = (l : h_{ml} = 1)$  - множество номеров позиций кодовых символов объемом  $J_N(b_l, m)$  для  $m$ -го проверочного соотношения;  $N(l, m) / l$  - множество  $N(l, m)$  без  $l$ -го символа.

Итеративный прием ВР имеет следующие этапы обработки  $\vec{Y}$  для итерации [9].

**Инициализация.** Устанавливаются начальные значения величин  $z_{ml} = y_l, m \in J_D(l); l = 0, 1, \dots, n-1$ .

**Шаг 1.** Вычисляется последовательность “жестких” решений

$$\sigma_{ml} = \begin{cases} 1, & z_{ml} > 0, \\ 0, & z_{ml} \leq 0. \end{cases} \quad (6)$$

Для каждой ортогональной проверки  $m$  вычисляются величины  $\sigma_m, L_{ml}$

$$\sigma_m = \sum_{l \in N(l,m)} \sigma_{ml} \pmod{2}, \quad (7)$$

$$L_{ml} = (-1)^{\sigma_m \oplus \sigma_{ml} \oplus 1} \min_{l' \in N(l,m)/l} (|z_{ml'}|). \quad (8)$$

**Шаг 2.** На основе значений  $L_{ml}$  вычисляются величины  $z_{ml}$

$$z_{ml} = y_l + \sum_{m' \in D(l,m)/m} L_{m'l}. \quad (9)$$

**Шаг 3.** При невыполнении условия реализации требуемого числа итераций выполняется шаг 1 последующей итерации, иначе принимается решение относительно кодовых символов  $b_i$  с использованием величин  $z_i$

$$z_l = y_l + \sum_{m \in D(l,m)} L_{ml}. \quad (10)$$

Принимается решение  $b_l = 0$ , если  $z_l \geq 0$ , иначе  $b_l = 1$ .

#### 4. Результаты моделирования алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов

Ниже приведены результаты моделирования алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого кода и результаты анализа помехоустойчивости рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов. Число парциальных сигналов в OFDM равно  $N = 1024$ , сигнальное “созвездие” соответствовало сигналам ФМ4.

На рис.3 приведены зависимости вероятности ошибки на информационный бит  $P_b$  от параметра  $\alpha$ , используемого для вычисления

значения порога ограничения  $P = \alpha \frac{\sum_{i=0}^{N-1} |\dot{S}(i)|}{N}$  (4) сигналов  $|\dot{S}(i)|$  с выхода демодулятора OFDM. Вероятностные кривые 1 и 2 на рис.3 получены для значений параметров формируемых сигнальных конструкций  $l=8$  и  $l=32$  соответственно и получены путем моделирования алгоритма итеративного приема ВР (6)-(10) (число итераций равно 10) при наличии аддитивной помехи в виде АБГШ и суммы двух гармонических сигналов. Отношение мощности парциальных помеховых гармонических сигналов  $P_{\Pi}$  к мощности OFDM сигналов  $P_c$  равно  $\gamma = \frac{P_{\Pi}}{P_c} = 40$  дБ. Задаваемое значение сигнал/помеха  $\frac{E_b}{N_0}$  для  $l=8$  равно 9.3 дБ, для  $l=32$  равно 5.4 дБ. Здесь  $E_b$  – энергия на информационный бит,  $N_0$  – спектральная плотность АБГШ.

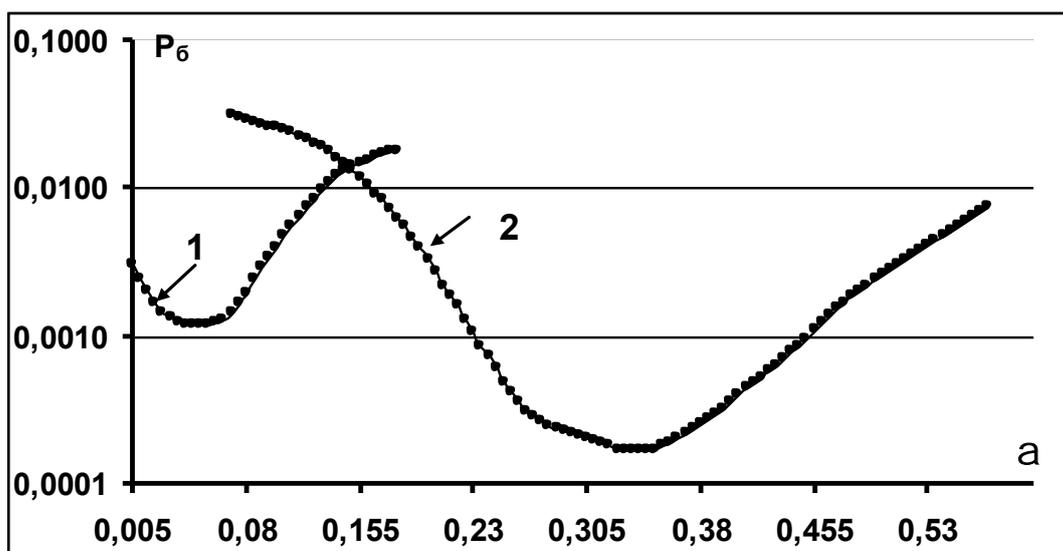


Рис.3. Зависимости вероятности ошибки на бит при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM и низкоплотного кода (число итераций 10) при наличии помехи в виде суммы АБГШ и двух гармонических сигналов от параметра порога  $\alpha$ , отношение мощности парциальных помеховых гармонических сигналов к мощности OFDM сигналов  $\gamma = 40$  дБ: 1 - параметр  $l=8$ , 2 -  $l=32$ .

Видно, что существуют оптимальные значения параметра  $\alpha$ , определяющие минимальные значения  $P_b$ : для  $l=8$  и  $l=32$  оптимальные

значения  $\alpha$  равны 0.05 и 0.34 соответственно.

В более простом варианте используется «жесткое» ограничение решений ( $\pm 1$ ) с выхода демодулятора OFDM сигналов.

На рис.4, рис.5 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций с параметрами  $l = 8$  и  $l = 32$  при наличии в канале рассмотренной двухтональной помехи и помехи АБГШ. По оси ординат отложены значения  $P_{\sigma}$ , по оси абсцисс отложены значения  $\frac{E_{\sigma}}{N_0}$  для помехи АБГШ. Вероятностная

кривая 1 на рис.4 и рис.5 соответствует отсутствию двухтональной помехи. В этом случае вероятность  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 3.8$  дБ.

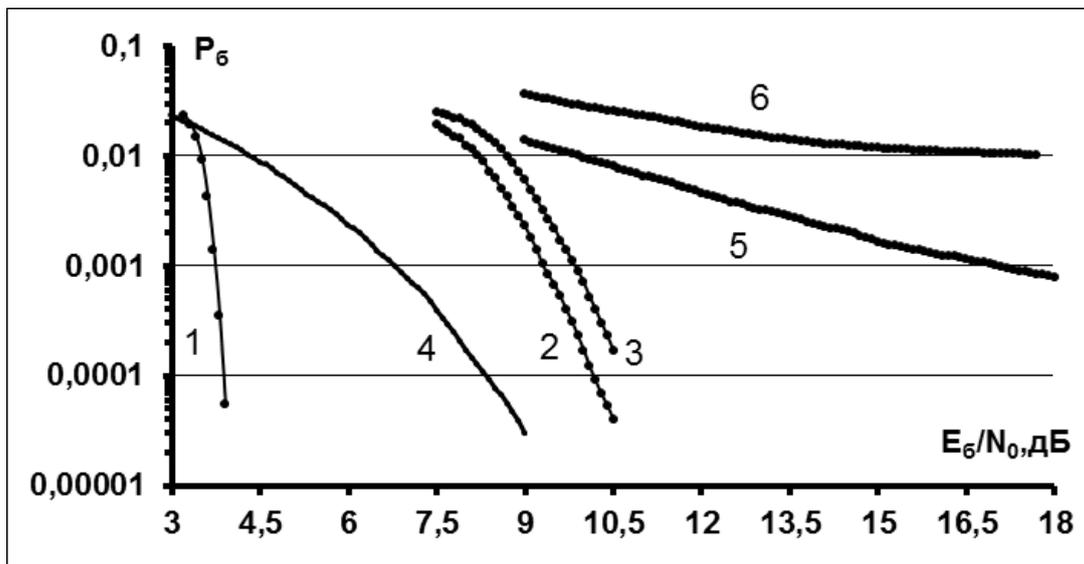


Рис.4. Вероятностные кривые для алгоритмов приема сигнальной конструкции с параметром  $l = 8$ : 1 - использование низкоплотностного кода, отсутствие двухтональной помехи; 2 - использование низкоплотностного кода, наличие двухтональной помехи (использование оптимального значения  $\alpha = 0.05$ ); 3 - использование низкоплотностного кода, наличие двухтональной помехи, «жесткое» ограничение; 4 – сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, отсутствие двухтональной помехи; 5 - сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, наличие двухтональной помехи, (использование оптимального значения  $\alpha = 12.0$ ); 6 - сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, наличие двухтональной помехи, «жесткое» ограничение.

Кривые 2, 3, 5, 6 на рис.4 соответствуют наличию в канале двухтональной помехи. Кривые 2, 3 соответствуют сигнальной конструкции на основе

низкоплотностного кода, при применении пороговой обработки ( $\alpha = 0.05$ ) вероятность  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 10.2$  дБ. Кривая 3 соответствует использованию «жесткого» ограничения, вероятность  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 10.6$  дБ, т.е. энергетический проигрыш при применении «жесткого» ограничения по отношению к пороговой обработке достигает 0.4 дБ и 6.8 дБ по отношению к кривой 1.

Для сравнения на рис.4 приведены вероятностные кривые 2, 5, 6, соответствующие сигнальной конструкции без использования помехоустойчивого кода. Вероятностная кривая 2 получена при отсутствии двухтональной помехи, вероятность ошибки  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 8.3$  дБ. Кривая 5 соответствует сигнальной конструкции с применением пороговой обработки ( $\alpha = 12.0$ ), кривая 6 соответствует использованию «жесткого» ограничения. Видно, что в этом случае наблюдается эффект выравнивания вероятностных характеристик приема – при увеличении значений  $\frac{E_{\sigma}}{N_0}$  вероятность ошибки  $P_{\sigma}$  остается практически неизменной ( $P_{\sigma} \cong 10^{-2}$  при использовании «жесткого» ограничения и  $P_{\sigma} \cong 10^{-3}$  при применении пороговой обработки).

Кривые 2, 3, 5, 6 на рис.5 соответствуют наличию в канале двухтональной помехи. Кривые 2, 3 соответствуют сигнальной конструкции на основе низкоплотностного кода, при применении пороговой обработки ( $\alpha = 0.34$ ) вероятность  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 5.45$  дБ. Кривая 3 соответствует использованию «жесткого» ограничения, вероятность  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 7.2$  дБ, т.е. энергетический проигрыш при применении «жесткого»

ограничения по отношению к пороговой обработке достигает 1.75 дБ и 3.4 дБ по отношению к кривой 1.

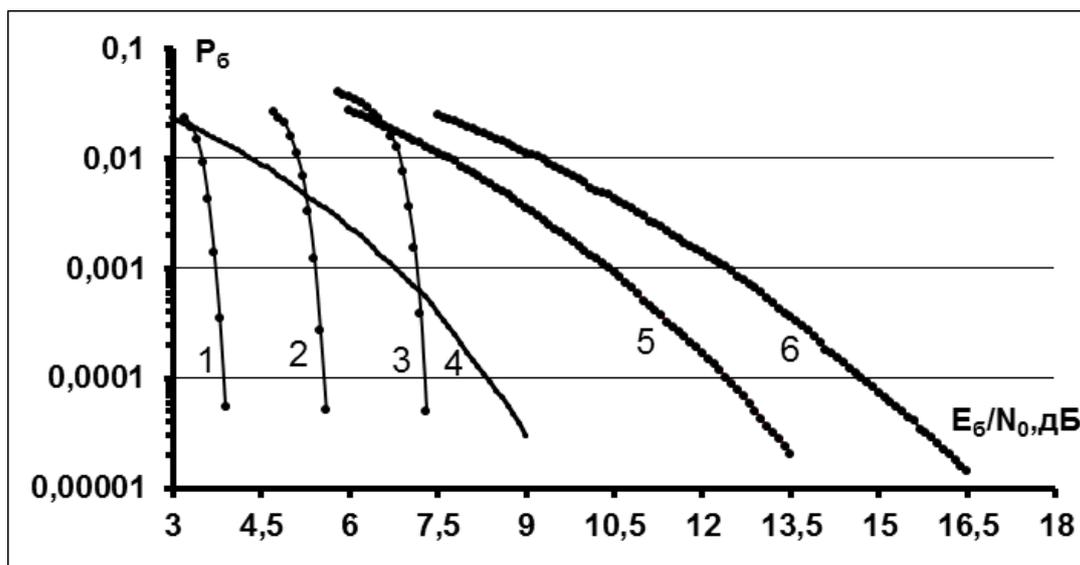


Рис.5. Вероятностные кривые для алгоритмов приема сигнальной конструкции с параметром  $l = 32$ : 1 - использование низкоплотного кода, отсутствие двухтональной помехи; 2 - использование низкоплотного кода, наличие двухтональной помехи (использование оптимального значения  $\alpha = 0.34$ ); 3 - использование низкоплотного кода, наличие двухтональной помехи, «жесткое» ограничение; 4 – сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, отсутствие двухтональной помехи; 5 - сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, наличие двухтональной помехи, (использование оптимального значения  $\alpha = 15.0$ ); 6 - сигнальная конструкция без помехоустойчивого кода, наличие двухтональной помехи, «жесткое» ограничение.

На рис.5 приведены также вероятностные кривые 4, 5, 6, которые соответствуют сигнальной конструкции без использования помехоустойчивого кода. В этом случае не наблюдается эффект выравнивания вероятностных характеристик приема как на рис.4 (кривые 5 и 6). Вероятностная кривая 4 получена при отсутствии двухтональной помехи, вероятность ошибки

$P_b = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_b}{N_0} = 8.3$  дБ. Кривая 5 соответствует сигнальной

конструкции с применением пороговой обработки ( $\alpha = 15.0$ ), вероятность

ошибки  $P_b = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_b}{N_0} = 12.5$  дБ. Кривая 6 соответствует

использованию «жесткого» ограничения, вероятность ошибки  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  достигается при  $\frac{E_{\sigma}}{N_0} = 14.9$  дБ. Таким образом, энергетический проигрыш при применении «жесткого» ограничения по отношению к пороговой обработке достигает 2.4 дБ и достигает 6.6 дБ по отношению к кривой 2.

На основе анализа вероятностных кривых на рис.4, рис.5 можно сделать вывод об эффективности использования помехоустойчивого кода при формировании сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов: по отношению к случаю без использования кода энергетический выигрыш достигает 7 дБ для значения  $P_{\sigma} = 10^{-4}$ . При уменьшении  $P_{\sigma}$  значения энергетического выигрыша увеличиваются.

### **Заключение**

Приведены описания сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого кодирования, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Для данных сигнальных конструкций, формируемых с использованием низкоплотного кода с параметрами (8176, 7156), произведено моделирование алгоритмов обработки при наличии в канале двухтональной помехи с отношением сигнал/помеха, равным -40 дБ.

Результаты моделирования показывают, что для рассматриваемого вида помех различие вероятностных кривых по отношению к случаю отсутствия помех зависит от параметра  $l$  (база ПСП), для  $P_{\sigma} = 10^{-4}$  и  $l = 32$  различие не превышает 3.6 дБ.

Для алгоритма обработки при приеме сложным является вычисление оптимального порога, значение которого зависит от многих параметров, например, от соотношения мощностей полезного сигнала и помеховых сигналов. При использовании более простой обработки с «жестким» ограничением с выхода сигнального демодулятора, дополнительные энергетические потери составляют 0.4...1.75 дБ.

Значения энергетического проигрыша для сигнальных конструкций без использования помехоустойчивого кодирования относительно использования низкоплотностного кода достигают 7 дБ.

Исследование вероятностных характеристик рассматриваемых сигнальных конструкций для более широкого класса эффективных блоковых и сверточных кодов, а также для сосредоточенных по спектру помех, включая совокупность из нескольких (более двух) узкополосных помеховых сигналов с произвольным размещением в полосе OFDM сигналов, представляет предмет перспективных исследований.

Работа выполнена при поддержке РФФИ (№16-07-00746).

### **Литература**

1. Liu H., Li G. OFDM-Based Broadband Wireless Networks. A John Wiley & Sons. New Jersey. 2005. P. 251.
2. Вишнеvский В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные сети передачи. М.: Техносфера. 2005. 592 стр.
3. 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. Стр. 84-94.
4. Шинаков Ю.С. Спектральная плотность мощности помехи нелинейных искажений в устройствах с амплитудно-фазовой конверсией. // Радиотехника и электроника. 2013. Т.58. №10. Стр. 1053-1064.
5. Шинаков Ю.С. Два способа вычисления мощности неискаженного сигнала на выходе нелинейного устройства с амплитудно-фазовой конверсией. // Радиотехника. 2016. №2. Стр. 66-71.
6. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Оценивание мощности и эффективности интермодуляционных помех при ограничении огибающей OFDM-сигналов.// Радиотехника и электроника. 2015. Т.60. №5. Стр.522-528.

7. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Методики оценивания мощности интермодуляционных помех для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. // Радиотехника и электроника. 2014. Т.59. №2. Стр.173-178.
8. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Алгоритмы компенсации сосредоточенных по спектру помех для сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием. //Известия Вузов. Электроника. 2013. №6. Стр.45-50.
9. Johnson S.J. Iterative Error Correction: Turbo, Low-density Parity-Check and Repeat-Accumulate Codes. Cambridge University Press. 2010.
10. Research and Development for Space Data System Standards. Low density parity check codes for use in near-earth and deep space applications. Experimental specification CCSDS 131.1-O-2. September 2007.

**Ссылка на статью:**

А. С. Зудилин, Л. Е. Назаров. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>