

ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ  
ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.01

СИГНАЛЬНЫЕ КОНСТРУКЦИИ НА ОСНОВЕ OFDM-СИГНАЛОВ,  
УСТОЙЧИВЫЕ К ВЛИЯНИЮ  
СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ

© 2019 г. Л. Е. Назаров\*

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

\*E-mail: levnaz2018@mail.ru

Поступила в редакцию 04.05.2018 г.

После доработки 04.05.2018 г.

Принята к публикации 21.05.2018 г.

Приведено описание класса устойчивых к влиянию узкополосных помех сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования. Даны алгоритмы приема этих сигнальных конструкций с использованием весовой обработки входных реализаций при наличии рассматриваемых канальных помех и дан критерий оптимальности весовых окон. Показано, что весовые окна Кайзера и Дольфа–Чебышева относятся к классу практически оптимальных окон. Приведены вероятностные характеристики для ряда рассматриваемых сигнальных конструкций, формируемых с использованием сверточного кода с кодовой скоростью 1/2.

DOI: 10.1134/S003384941907012X

ВВЕДЕНИЕ

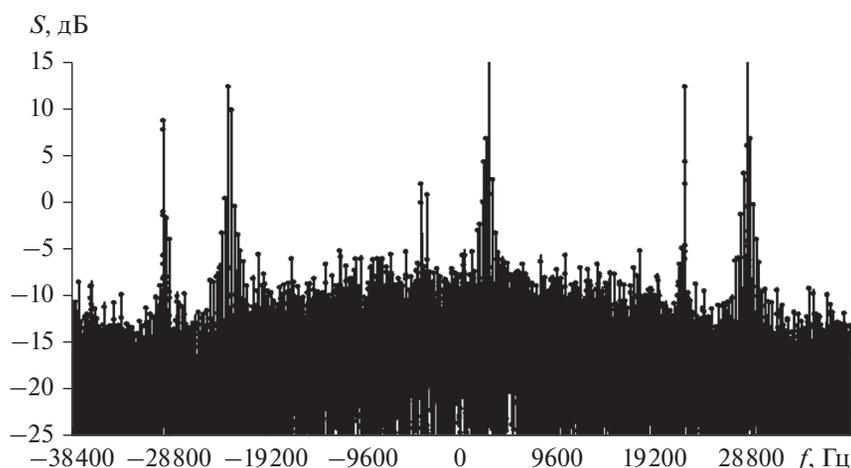
С использованием сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием, известных в литературе как OFDM-сигналы (orthogonal frequency division multiplexing), возможна организация связи с многолучевым распространением, обуславливающим частотно-селективные замирания сигналов, межсимвольную интерференцию и нестационарность каналов передачи [1–3]. Полезным свойством OFDM-сигналов является их высокая спектральная эффективность, а также возможность формирования спектров оконного типа с вариацией их ширины и расположения в рабочем частотном диапазоне. При формировании и приеме этих сигналов используется алгоритм быстрого спектрального преобразования в базе Фурье (БПФ) [4].

Эти сигналы являются базовыми для стандартов IEEE 802.12.11 (WiFi, пакетная передача по каналам беспроводных локальных сетей WLAN), IEEE 802.16 (WiMax, пакетная передача по каналам беспроводных городских сетей WMAN) и для ряда принятых протоколов: DAB, DVB-T, DVB-T2 (цифровое радиовещание и телевидение), DVB-SH (цифровое спутниковое телевидение), 3GPP LTE (мобильная связь 4G) [1–3]. Перспективно использование OFDM-сигналов в оптических системах связи, каналы передачи которых опреде-

ляют искажения сигналов за счет нелинейностей, дисперсии и многолучевого распространения [5].

Исследованию свойств OFDM-сигналов, в частности оцениванию мощности интермодуляционных помех за счет нелинейности передающих устройств, посвящен ряд работ [6–9].

OFDM-сигналы представляют сумму парциальных гармонических сигналов, ортогональных на интервале времени определения с фазовой или амплитудно-фазовой манипуляцией. Сосредоточенные по спектру помехи подобны по структуре парциальным составляющим в составе OFDM-сигналов. Это обуславливает эффективность влияния помех данного типа на помехоустойчивость передачи информации с использованием OFDM-сигналов. Актуальной является проблема повышения помехоустойчивости систем передачи информации с использованием OFDM-сигналов при наличии класса данных помех [3]. С целью решения этой проблемы в работах [10–13] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения, при приеме которых используются алгоритмы компенсации помех в частотной области. В статье приводятся результаты исследования вероятностных характеристик алгоритмов обработки при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех.



**Рис. 1.** Спектр сосредоточенных помех в области видеочастот с полосой  $\pm 50$  кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в  $P$ -частотном диапазоне.

## 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Комплексные огибающие OFDM-сигналов  $\dot{s}(t)$  представляют сумму  $N$  парциальных гармонических сигналов, ортогональных в усиленном смысле 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 комплексные 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  $G = N \log_2 J$ . Для “созвездия” с двухфазовой манипуляцией (ФМ2)  $J = 2$  и  $G = N$ .

Сосредоточенные по спектру помехи подобны по структуре парциальным сигналам в составе OFDM-сигналов (1). В этот класс входят однонаправленные и многонаправленные помехи, эквивалентные гармоническим сигналам в полосе OFDM-сигналов. Это обуславливает более высокую эффективность данного типа помех относительно снижения помехоустойчивости OFDM-сигналов по сравнению с базовой моделью помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) [10]. Количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки на информационный бит  $P_6$  при приеме сигналов, при котором реализуется правило максимального правдоподобия для канала АБГШ [14].

На рис. 1 приведен вид сосредоточенных по спектру помех в области видеочастот с полосой  $\pm 50$  кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в  $P$ -частотном диапазоне. Видно наличие до пяти

помех рассматриваемого типа, отношение мощности информационных сигналов к общей мощности сосредоточенных по спектру помех может достигать  $-20 \dots -25$  дБ и менее [13].

Известные методы снижения эффективности сосредоточенных по спектру помех основаны на увеличении базы используемых сигналов или применении методов компенсации данных помех [14].

При использовании сигналов с базой  $B$ , определяемой отношением полосы сигналов к скорости передачи информации, вероятность  $P_6$  зависит от отношения  $\sqrt{B P_c / P_n}$  ( $P_c$  – мощность сигналов,  $P_n$  – мощность сосредоточенных по спектру помех), т.е. при приеме сигналов происходит снижение эффективности сосредоточенных по спектру помех в  $B$  раз [14].

При превышении мощности помех  $P_n$  более чем в  $B$  раз мощности сигналов  $P_c$  существенно снижается помехоустойчивость передачи информации. В этом случае при приеме сигналов применяются методы обработки, осуществляющие компенсацию помех.

Повысить надежность передачи информации при наличии в канале рассматриваемых сосредоточенных по спектру помех можно с помощью сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов. Это выполняется путем совместного увеличения их базы и компенсации помеховых сигналов в частотной области, а также использования помехоустойчивого кодирования и перемежения кодовых символов [10–12].

В работе [10] приведены результаты исследования помехоустойчивости для рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, показывающие, что при наличии однонаправленной помехи более эффективным является алгоритм



Рис. 2. Блок-схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения кодовых символов.



Рис. 3. Блок-схема обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения кодовых символов.

адаптивной компенсации помех во временной области [10]. Однако при наличии группы сосредоточенных по спектру помех более эффективными являются рассматриваемые сигнальные конструкции и алгоритмы их обработки при приеме.

Цель данной работы – проанализировать помехоустойчивость рассматриваемых сигнальных конструкций, формируемых на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования в сочетании с алгоритмами компенсации сосредоточенных по спектру помех, представляет суть задачи.

## 2. СИГНАЛЬНЫЕ КОНСТРУКЦИИ НА ОСНОВЕ OFDM-СИГНАЛОВ

На рис. 2 приведена схема формирования рассматриваемых сигнальных конструкций [10–12]. На вход кодера помехоустойчивого кода подается последовательность информационных символов  $(\vec{\alpha})$  длительностью  $K$ . С выхода кодера последовательность кодовых символов  $(\vec{\alpha}')$  длительностью  $K/R$  ( $R < 1$  – кодовая скорость помехоустойчивого кода) поступает на вход перемежителя, и далее каждый кодовый символ с выхода перемежителя  $(\vec{\alpha}_\Pi)$  отображается действием умножителя и генератора удлиняющей последовательности в последовательность  $(\dot{\alpha}_{\Pi,i} \dot{p}_0(i), \dots, \dot{\alpha}_{\Pi,i} \dot{p}_{l-1}(i))$  длительностью  $l$ . Здесь  $\dot{p}_j(i)$ ,  $(j = 1, 2, \dots, l)$  – последовательность символов удлиняющей последовательности с двоичными компонентами  $\pm 1$ . Последовательность символов с выхода умножителя длительностью  $Kl/R$  поступает на вход модулятора OFDM-сигналов, реализующего обратное спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью  $N$  и формирующего последовательность  $L = Kl/RN$

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 определяет увеличение длительности и базы рассматриваемой сигнальной конструкции по отношению к длительности исходных OFDM-сигналов в  $l$  раз.

На рис. 3 приведена схема алгоритма обработки реализации  $\vec{z}$  с выхода канала передачи при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций  $\vec{s}$  [10–12]. Отсчеты  $\dot{z}_i$  реализации  $\vec{z}$  задаются соотношением

$$\dot{z}_i = \dot{s}_i + \dot{n}_i + \dot{N}_i, \tag{2}$$

где  $\dot{s}_i$ ,  $\dot{n}_i$  – комплексные отсчеты, соответствующие сигнальной составляющей и АБГШ со спектральной односторонней плотностью  $N_0$ ;  $\dot{N}_i$  – комплексные отсчеты, соответствующие рассматриваемым сосредоточенным по спектру помехам.

Реализация  $\vec{z}$  с выхода канала поступает на вход приемного устройства, содержащее весовое окно с коэффициентами  $w(k)$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ . На вход модуля компенсации сосредоточенных по спектру помех поступают нормированные спектральные отсчеты

$$\frac{\dot{S}_j(k)}{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |\dot{S}_j(k)|}$$

( $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$ ,  $j = 1, 2, \dots, L$ ), вычисленные с использованием БПФ размерностью  $N$  для по-

следовательности взвешенных входных отсчетов во временной области  $\dot{z}_i(k)w(k)$ .

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

$$\dot{y}_i = \sum_{j=1}^I \dot{S}'_j(i) \dot{p}_j^*(i), \quad (3)$$

где  $(\cdot)^*$  — операция комплексного сопряжения символов с выхода генератора удлиняющей последовательности.

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

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

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

Подобная операция (4) осуществляется над мнимой частью  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$  при формировании  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$ . Здесь  $\operatorname{sign}(x)$  — знак аргумента  $x$ ;  $P$  — порог.

В более простом варианте рассматриваемого алгоритма компенсации используется “жесткое” ограничение со значениями  $\pm 1$  при формировании отсчетов  $\operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k))$ ,  $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$  (двухуровневое квантование) [12].

Рассматриваемые эффективность компенсации помех и помехоустойчивость сигнальных конструкций в сочетании с алгоритмами приема определяются выбором весовых окон [11–13]. Использование весовых окон при обработке входных реализаций обуславливает уменьшение значений боковых лепестков относительно значения главного лепестка в частотной области. Это снижает искажающее влияние рассматриваемых помех для парциальных сигналов в составе OFDM-сигналов по отношению к обработке входных реализаций с использованием прямоугольного окна. Вследствие этого общее свойство оптимальности основывается на критерии обеспечения минимальных значений боковых лепестков частотной характеристики окна и достижении минимума энергии спектра частотной характеристики окна за пределами задаваемой полосы спектра.

Известен ряд взвешивающих окон, представляющих приближенное решение рассматриваемой задачи синтеза окна с минимизацией энергии спектра вне главного лепестка, например, окно Кайзера, Кравченко–Кайзера, окно Дольфа–Чебышева [4, 15, 16]. Основные характеристики этих окон (ширина главного лепестка, значения амплитуд боковых лепестков) задаются через параметры, варьирование значений которых дает возможность конструирования рассматриваемых весовых окон со свойствами лепестков, близкими к оптимальным свойствам.

Рассмотрим окна Кайзера и Дольфа–Чебышева, используемые в алгоритмах приема исследуемых сигнальных конструкций.

Весовые коэффициенты  $w(k)$  окна Кайзера длительностью  $N$  имеют вид

$$w(k) = I_0 \left( \beta \sqrt{1 - \left( \frac{2k}{N} - 1 \right)^2} \right) / I_0(\beta). \quad (5)$$

Здесь  $0 \leq k < N$ ;  $I_0(x)$  — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка,  $\beta$  — параметр, определяющий соотношения между шириной главного лепестка и амплитудой  $A$  боковых лепестков частотной характеристики окна — при расширении главного лепестка происходит уменьшение значений боковых лепестков [4, 15].

На рис. 4 приведен спектр суммы OFDM-сигнала, АБГШ и сосредоточенной по спектру помехи ( $P_c/P_n = -40$  дБ). В случае использования прямоугольного весового окна (кривая 1) видно существенное превышение боковых лепестков помехи относительно частотных отсчетов информационного OFDM-сигнала, что обуславливает высокую вероятность ошибки  $P_0$  при приеме. В случае весового окна Кайзера (кривая 2) с оптимальным параметром  $\beta = 6.0$  [11] наблюдается существенное уменьшение значений боковых лепестков (практически до  $-70$  дБ по отношению к главному лепестку), обуславливающее повышение помехоустойчивости по отношению к прямоугольному окну.

Весовые коэффициенты  $w(k)$  окна Дольфа–Чебышева длительностью  $N$  задаются как обратное БПФ над функцией  $f(m)$ ,  $m = 0, 1, 2, \dots, N - 1$  [15]

$$\begin{aligned} f(m) &= \\ &= \begin{cases} \frac{\cos \left( N \operatorname{arccos} \left( \alpha \cos \left( \frac{\pi m}{N} \right) \right) \right)}{\operatorname{arch}(N \operatorname{arch}(\alpha))}, & \left| \alpha \cos \left( \frac{\pi m}{N} \right) \right| \leq 1, \\ \frac{\operatorname{ch} \left( N \operatorname{arch} \left( \alpha \cos \left( \frac{\pi m}{N} \right) \right) \right)}{\operatorname{arch}(N \operatorname{arch}(\alpha))}, & \left| \alpha \cos \left( \frac{\pi m}{N} \right) \right| > 1. \end{cases} \end{aligned} \quad (6)$$

Здесь  $\alpha = \operatorname{ch}(\operatorname{arsh}(10^\gamma)/N)$ ,  $\gamma$  — параметр окна.

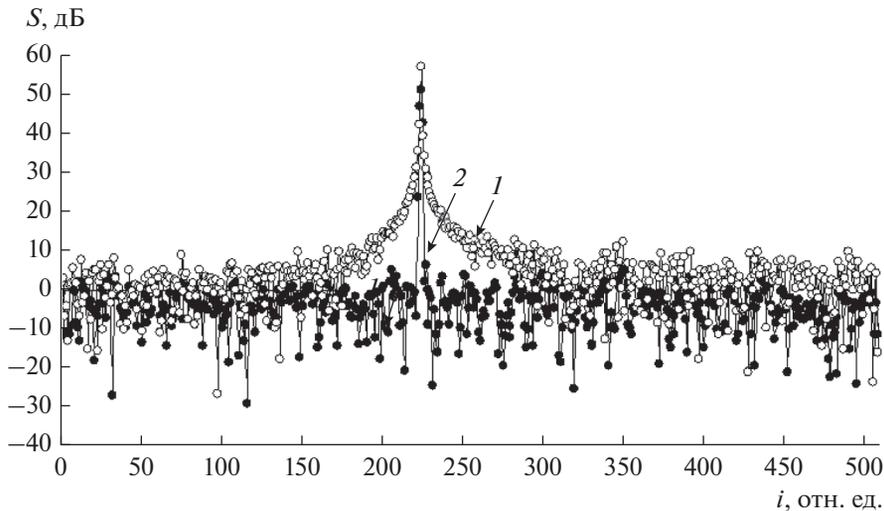


Рис. 4. Спектр суммы OFDM-сигнала, АБГШ и сосредоточенной по спектру помехи ( $P_c/P_n = -40$  дБ): кривая 1 – прямоугольное весовое окно; кривая 2 – окно Кайзера ( $\beta = 6.0$ ).

Окно Дольфа–Чебышева обеспечивает минимальную ширину главного лепестка частотной характеристики при фиксированном уровне боковых лепестков  $A$  (дБ) по отношению к уровню главного лепестка, определяемому соотношением  $A = -20\gamma$  [15].

При обработке взвешенных входных отсчетов во временной области  $\hat{z}_i(k)w(k)$  уменьшаются значения сигнал/помеха на выходе сигнального демодулятора по отношению к согласованной фильтрации с использованием прямоугольного весового окна [3], а также нарушается ортогональность парциальных гармонических сигналов OFDM-сигналов (1), в результате возникают межканальные помехи (МКИ) в дополнение к АБГШ [1]. Поэтому при анализе вероятностных характеристик алгоритмов приема рассматриваемых сигнальных конструкций необходимо учитывать эти эффекты.

### 3. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Были исследованы вероятностные характеристики при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования для сверточного кода с кодовой скоростью  $1/2$ .

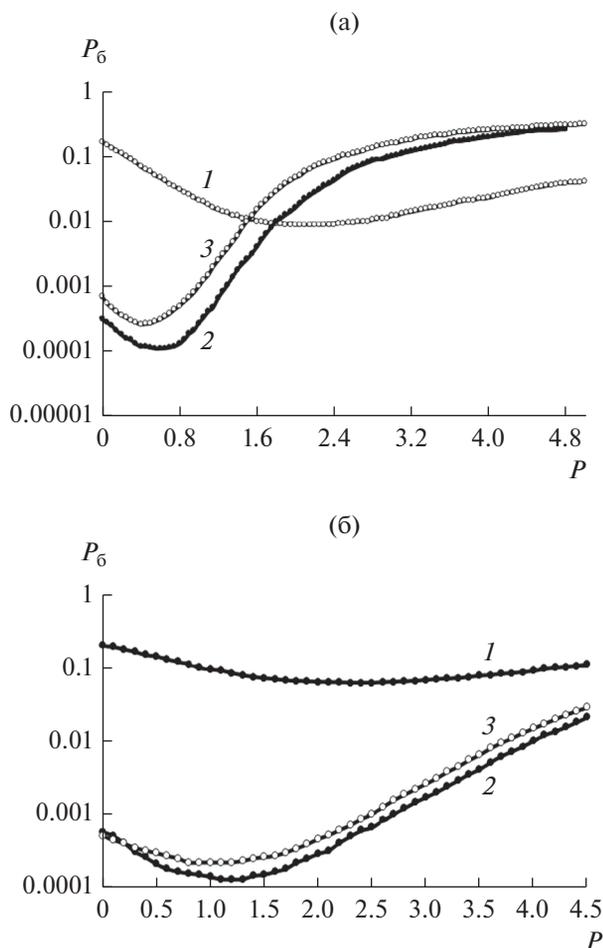
Кодер сверточного кода представляет собой решетчатую диаграмму и задается порождающими многочленами. Оптимальный прием сигналов, соответствующих сверточному коду, выполняется с использованием алгоритма Витерби – осуществляется динамический перебор возможных путей по кодовой решетке с выбором наиболее правдо-

подобного пути. Используемый при исследовании сверточный код задается порождающими многочленами в восьмеричном представлении (133, 171). Этот код включен в состав помехоустойчивых кодов, рекомендуемых для спутниковых систем связи [17]. При его использовании вероятность ошибки на информационный бит  $P_6 = 10^{-5}$  обеспечивается при отношении сигнал/шум  $E_6/N_0 = 4.0$  дБ, где  $E_6$  – энергия на информационный бит,  $N_0$  – спектральная плотность (односторонняя) АБГШ.

Эффективность алгоритмов приема рассматриваемых сигнальных конструкций проанализирована путем их компьютерного моделирования для комплекса помех – суммы АБГШ и до пяти помеховых сигналов с вариацией количества и произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов, размерность БПФ  $N = 1024$ , сигнальное “созвездие” ФМ2. Испытания при моделировании проводили до тех пор, пока число ошибок становилось не менее 500.

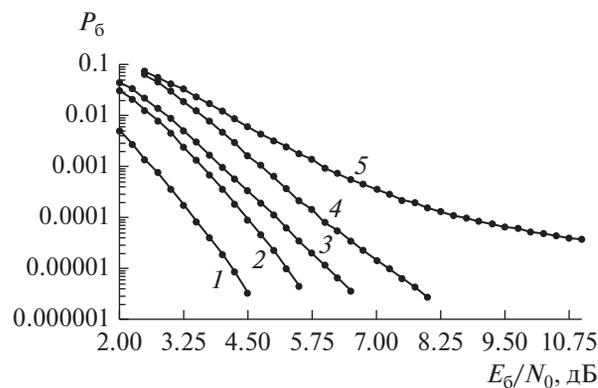
Отношение общей мощности помеховых сигналов  $P_n$  к мощности OFDM-сигналов  $P_c$  при моделировании равно  $\chi = P_c/P_n = -40$  дБ. В этом случае, в соответствии с рассмотренными выше методами снижения эффективности сосредоточенных по спектру помех, надежная связь возможна с использованием сигналов с базой, превышающей 40 дБ.

На рис. 5а и 5б приведены зависимости вероятности ошибки на информационный бит  $P_6$  от значения порога ограничения  $P$  нормированных спектральных составляющих в алгоритме компенсации сосредоточенных по спектру помех с



**Рис. 5.** Зависимости вероятности ошибки  $P_6$  от порога  $P$  для сигнальной конструкции ( $l = 16$ ) на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью  $1/2$  при наличии АБГШ и до пяти помеховых гармонических сигналов,  $\chi = -40$  дБ,  $E_6/N_0 = 4.5$  дБ: а) окно Кайзера при  $\beta = 2$  (1), 6 (2) и 9 (3), б) окно Дольфа–Чебышева при  $\gamma = 1.5$  (1), 2.75 (2) и 3.75 (3).

использованием окна Кайзера и окна Дольфа–Чебышева. Вероятностные кривые получены путем моделирования приведенных алгоритмов приема сигнальных конструкций с параметром  $l = 16$  (база



**Рис. 6.** Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью  $1/2$  при наличии АБГШ и до пяти помеховых сигналов (окно Кайзера) ( $\chi = -40$  дБ): при отсутствии помеховых сигналов (1) и при  $\beta_{\text{опт}} = 6.0$ ,  $l = 16$  (кривая 2);  $\beta_{\text{опт}} = 6.0$ ,  $l = 8$  (кривая 3);  $\beta_{\text{опт}} = 7.0$ ,  $l = 4$  (кривая 4);  $\beta_{\text{опт}} = 6.0$ ,  $l = 2$  (кривая 5).

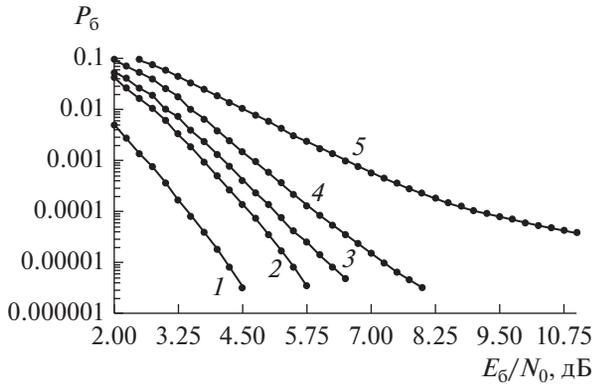
сигнальных конструкций с учетом избыточности помехоустойчивого кода равна  $B = 15$  дБ), отношение сигнал/помеха АБГШ равно  $E_6/N_0 = 4.5$  дБ.

Из анализа рис. 5 видно, что существуют оптимальные значения параметров окон  $\beta_{\text{опт}}$ ,  $\gamma_{\text{опт}}$  и порогов ограничения  $P_{\text{опт}}$ , определяющие минимальные вероятности ошибки  $P_6$ . В таблице 1 приведены полученные оптимальные значения параметров взвешивающих окон  $\beta_{\text{опт}}$ ,  $\gamma_{\text{опт}}$  и порогов ограничения  $P_{\text{опт}}$  для используемых сигнальных конструкций при различных  $l = 16, 8, 4, 2$ .

На рис. 6 и 7 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода при наличии рассматриваемого комплекса помех. Варьируемым параметром является сигнал/помеха  $E_6/N_0$  для АБГШ при постоянном отношении общей мощности сосредоточенных по спектру помех к мощности OFDM-сигналов  $\chi = -40$  дБ.

**Таблица 1.** Оптимальные значения параметров  $\beta_{\text{опт}}$ ,  $\gamma_{\text{опт}}$  и порогов  $P_{\text{опт}}$  для весовых окон Кайзера и Дольфа–Чебышева

| $l$ | Окно Кайзера         |                  | Окно Дольфа–Чебышева  |                  |
|-----|----------------------|------------------|-----------------------|------------------|
|     | $\beta_{\text{опт}}$ | $P_{\text{опт}}$ | $\gamma_{\text{опт}}$ | $P_{\text{опт}}$ |
| 16  | 6.0                  | 0.65             | 2.75                  | 1.1              |
| 8   | 6.0                  | 0.40             | 3.20                  | 0.70             |
| 4   | 7.0                  | 0.35             | 3.3                   | 0.90             |
| 2   | 6.0                  | 0.25             | 4.0                   | 0.50             |

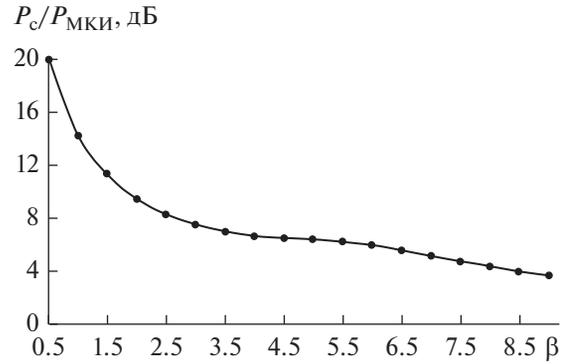


**Рис. 7.** Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 при наличии АБГШ и до пяти помеховых сигналов (окно Дольфа–Чебышева,  $\chi = -40$  дБ): при отсутствии помеховых сигналов (кривая 1) и при  $\gamma_{\text{опт}} = 2.75$ ,  $l = 16$  (кривая 2);  $\gamma_{\text{опт}} = 3.20$ ,  $l = 8$  (кривая 3);  $\gamma_{\text{опт}} = 3.3$ ,  $l = 4$  (кривая 4);  $\gamma_{\text{опт}} = 4.0$ ,  $l = 2$  (кривая 5).

При отсутствии помеховых сигналов, вероятность  $P_6 = 10^{-5}$  достигается при  $E_b/N_0 = 4.0$  дБ (кривые 1). Кривые 2–5 соответствуют сигнальным конструкциям с параметрами  $l = 16, 8, 4$  и 2 с использованием оптимальных значений параметров  $\beta_{\text{опт}}$ ,  $\gamma_{\text{опт}}$ ,  $P_{\text{опт}}$ , приведенных в таблице для весовых окон Кайзера (см. рис. 6) и Дольфа–Чебышева (см. рис. 7).

Видно, что использование окон Кайзера и Дольфа–Чебышева с параметрами  $\beta_{\text{опт}}$ ,  $\gamma_{\text{опт}}$  обуславливает практически совпадающие вероятностные характеристики, например, для  $l = 16$  (кривые 2) и  $E_b/N_0 = 5.25$  дБ вероятность ошибки равна соответственно  $P_6 = 0.00001$  и  $0.000014$ . Отличия кривых 2 от кривых 1, соответствующих наличию лишь АБГШ, не превышают 1 дБ. Видно также, что при уменьшении значения параметра  $l$  отличия соответствующих вероятностных кривых по отношению к кривой 1 увеличиваются и при  $l = 4$  достигают 3 дБ для  $P_6 = 0.00001$ .

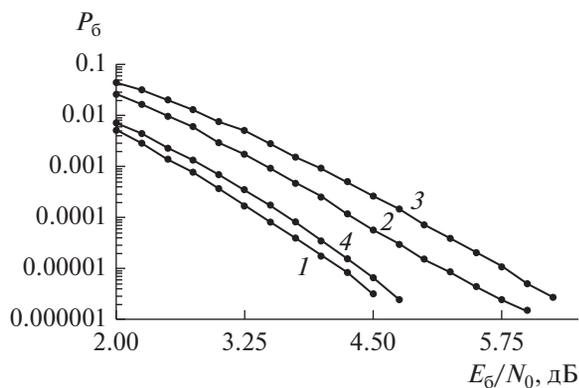
Для сигнальной конструкции с параметром  $l = 2$  (кривые 5) наблюдается выраженный эффект выравнивания вероятностей ошибки  $P_6$  – при увеличении значений  $E_b/N_0$  скорость уменьшения  $P_6$  снижается, приближаясь практически к постоянному значению  $0.00003$  для окна Кайзера и  $0.00004$  для окна Дольфа–Чебышева. Наблюдаемый эффект выравнивания обусловлен совокупным влиянием сосредоточенных по спектру помех и помех МКИ за счет нарушения ортогональности парциальных сигналов OFDM-сигналов при использовании оконной обработки.



**Рис. 8.** Зависимость отношения мощности сигналов к мощности взаимных помех  $P_c/P_{\text{МКИ}}$  от параметра  $\beta$  окна Кайзера.

На рис. 8 приведена вычисленная зависимость отношений мощности сигналов  $P_c$  к мощности помех МКИ  $P_{\text{МКИ}}$  от параметра  $\beta$  окна Кайзера для сигнальных конструкций при  $l = 1$ . При оценивании отношения  $P_c/P_{\text{МКИ}}$  вычисляли мощность  $P_c$  на основе корреляции исходного парциального сигнала и этого же сигнала со взвешенными отсчетами. Мощность  $P_{\text{МКИ}}$  оценивали также на основе корреляции парциального сигнала и OFDM-сигналов без данного парциального сигнала с учетом влияния весового окна. Для окна Кайзера при  $\beta_{\text{опт}} = 6.0$  имеем  $P_c/P_{\text{МКИ}} = 6.0$  дБ, для окна Дольфа–Чебышева при  $\gamma_{\text{опт}} = 4.0$  имеем  $P_c/P_{\text{МКИ}} = 5.0$  дБ. Таким образом, окно Кайзера является более эффективным по сравнению с окном Дольфа–Чебышева относительно рассматриваемого параметра  $P_c/P_{\text{МКИ}}$ . При увеличении  $l$  отношения  $P_c/P_{\text{МКИ}}$  пропорционально увеличиваются, например, для  $l = 2$  на 3 дБ.

На рис. 9 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 при наличии АБГШ с использованием различных весовых окон. При приеме не ограничиваются значения спектральных отсчетов  $\hat{S}_i(k)$  (4). В этом случае вероятности ошибки  $P_6$  определяются совместным влиянием АБГШ и типом весового окна, обуславливающим помехи МКИ (см. рис. 8) и энергетические потери по отношению к согласованной фильтрации (прямоугольное окно). При использовании прямоугольного окна (см. рис. 9, кривая 1) осуществляется оптимальная обработка при приеме без нарушения ортогональности парциальных сигналов. Видно, что для  $P_6 = 10^{-5}$  энергетические потери при использовании окна Дольфа–Чебышева (кривая 3) по отношению к кривой 1 достигают 1.5 дБ, окно Кайзера (кривая 2) является более эффективным – энер-

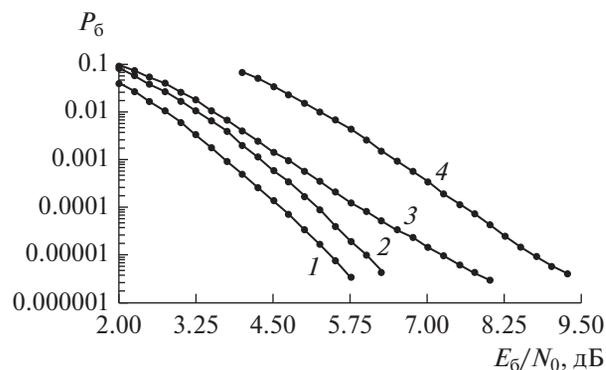


**Рис. 9.** Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 при наличии АБГШ: кривая 1 – прямоугольное окно; кривые 2, 3 –  $l = 2$ , окно Кайзера ( $\beta_{\text{опт}} = 6.0$ ) и окно Дольфа–Чебышева ( $\gamma_{\text{опт}} = 4.0$ ) соответственно; кривая 4 –  $l = 8$ , окно Кайзера ( $\beta_{\text{опт}} = 6.0$ ) и окно Дольфа–Чебышева ( $\gamma_{\text{опт}} = 3.20$ ).

гетические потери не превышают 1 дБ. Это поясняет различие в поведении вероятностных кривых 5 на рис. 5а ( $l = 2$ , окно Кайзера) и рис. 5б ( $l = 2$ , окно Дольфа–Чебышева) – окно Кайзера является более эффективным по сравнению с окном Дольфа–Чебышева относительно их помехоустойчивости при наличии рассматриваемого комплекса помех, определяющих отмеченный эффект выравнивания вероятностей ошибки  $P_6$ .

Кривая 4 на рис. 9 соответствует вероятности ошибки для сигнальной конструкции с параметром  $l = 8$  для окна Кайзера и окна Чебышева, в этом случае окно Кайзера и окно Дольфа–Чебышева практически эквивалентны – для  $P_6 = 10^{-5}$  энергетические потери при использовании этих окон по отношению к кривой 1 не превышают 0.3 дБ.

На рис. 10 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода при наличии АБГШ и сосредоточенных по спектру помех. При приеме используется весовое окно Дольфа–Чебышева в сочетании с “мягким” ограничением (4) и более простым при реализации “жестким” ограничением. Видно, что энергетические потери в сигнальной конструкции с параметром  $l = 16$  при использовании “жесткого” ограничения по отношению к использованию пороговой обработке с “мягким” ограничением не превышают 0.5 дБ, а при уменьшении параметра сигнальной конструкции  $l = 4$  энергетические потери увеличиваются и достигают 1.5 дБ.



**Рис. 10.** Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 при наличии АБГШ и до пяти помеховых сигналов (окно Дольфа–Чебышева с параметром  $\gamma$ ,  $\chi = -40$  дБ): пороговая обработка с “мягким” (1, 3) и “жестким” (2, 4) ограничением при  $l = 16$ ,  $\gamma_{\text{опт}} = 2.75$  (кривые 1, 2) и  $l = 4$ ,  $\gamma_{\text{опт}} = 3.3$  (кривые 3, 4).

Моделирование показало, что энергетические потери при использовании окна Кайзера при приеме сигнальных конструкций с эквивалентными параметрами  $l$  практически совпадают с приведенными значениями энергетических потерь для окна Дольфа–Чебышева.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, рассмотрены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования, устойчивые к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Разработанные алгоритмы их приема основаны на компенсации помех в частотной области и на увеличении базы этих сигналов по отношению к базе исходных OFDM-сигналов. Алгоритмы приема включают БПФ с весовым окном, пороговое ограничение значений спектральных составляющих и вычисление решений на их основе, используемых при приеме помехоустойчивых кодов. Даны рекомендации по выбору оптимальных весовых окон, примерами которых являются окно Кайзера и окно Дольфа–Чебышева с соответствующим заданием их параметров.

Произведен анализ помехоустойчивости для сигнальной конструкции, формируемой с использованием сверточного кода с кодовой скоростью 1/2, путем моделирования разработанных алгоритмов приема с использованием весовых окон Кайзера и Дольфа–Чебышева. Моделирование произведено при наличии в канале АБГШ и до пяти сосредоточенных по спектру помех с отношением сигнал/помеха –40 дБ. Результаты мо-

делирования показывают, что для рассматриваемого вида сосредоточенных по спектру помех и с использованием анализируемых весовых окон различие вероятностных кривых для  $P_6 = 10^{-5}$  не превышает 0.5...1.0 дБ по отношению к случаю их отсутствия при увеличении базы сигнальных конструкций в 8...16 раз (база сигнальных конструкций с учетом избыточности помехоустойчивого кода равна 12...15 дБ). Для сигнальных конструкций с базой, равной 6, наряду с сосредоточенными по спектру помехами важными также являются дополнительные помехи, включая помехи МКИ за счет нарушения ортогональности парциальных сигналов OFDM-сигналов при использовании окон, что обуславливает эффект выравнивания вероятностных характеристик.

Для алгоритма компенсации помех в частотной области сложной является процедура вычисления оптимального порога. При использовании более простой обработки с “жестким” ограничением с выхода сигнального демодулятора дополнительные энергетические потери составляют 0.4...2.0 дБ.

Исследование вероятностных характеристик рассматриваемых сигнальных конструкций, формируемых с использованием эффективных помехоустойчивых кодов (коды с итеративными алгоритмами приема, блочные коды, использующими мягкие решения при приеме), поиск и анализ более широкого класса весовых окон со свойствами оптимальности представляет предмет перспективных исследований.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Работа выполнена при финансовой поддержке поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (проект № 16-07-00746).

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия-Телеком, 2016.
2. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. М.: Горячая линия-Телеком, 2018.
3. Liu H., Li G. OFDM-Based Broadband Wireless Networks. A John Wiley & Sons. New Jersey. 2005. P. 251.
4. Онтенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. М.: Техносфера, 2006.
5. Shieh W., Djordjevic I. OFDM for Optical Communication. 2010. Elsevier Inc. 440 p.
6. Шинаков Ю.С. // РЭ. 2013. Т. 58. № 10. С. 1053.
7. Шинаков Ю.С. // Радиотехника. 2016. № 2. С. 66.
8. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // РЭ. 2015. Т. 60. № 5. С. 522.
9. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // РЭ. 2014. Т. 59. № 2. С. 173.
10. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // Изв. вузов. Электроника. 2013. № 6. С. 45.
11. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>.
12. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 12. <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/6/text.pdf>.
13. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/4/text.pdf>.
14. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопалов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой модуляцией псевдослучайной последовательностью. 2-е изд. М.: Радиософт, 2011.
15. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов. М.: Бином, 2006.
16. Кравченко В.Ф., Пустовойт В.И., Чуриков Д.В. // ДАН. 2014. Т. 456. № 3. С. 295.
17. TM synchronization and channel coding – summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-1. Green Book, 2006.