

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЕСОВЫХ ОКОН КРАВЧЕНКО ПРИ ПРИЕМЕ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ OFDM-СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ

© 2019 г. В. Ф. Кравченко¹, Л. Е. Назаров² *, В. И. Пустовойт³

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Российская Федерация, 125009 Москва, ул. Моховая 11, стр. 7

²Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН,
Российская Федерация, 141190 Фрязино Московской обл., пл. Введенского, 1

³Научно-технологический центр уникального приборостроения РАН,
Российская Федерация, 117342 Москва, ул. Бутлерова, 15

*E-mail: levnaz2018@mail.ru

Поступила в редакцию 03.04.2019 г.

После доработки 17.04.2019 г.

Принята к публикации 23.04.2019 г.

Рассмотрены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивых кодов, устойчивые к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Приведен алгоритм приема этих сигнальных конструкций с использованием весовых окон. Дан критерий оптимальности весовых окон. Показано, что ряд весовых окон Кравченко на основе атомарных функций относится к практически оптимальным окнам. Приведены вероятностные характеристики при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций, формируемых с использованием сверточного кода с кодовой скоростью 1/2.

DOI: 10.1134/S0033849419100073

ВВЕДЕНИЕ

Сигналы OFDM (orthogonal frequency division multiplexing) являются базовыми сигналами для ряда принятых стандартов широкополосного доступа (IEEE 802.12.11 – пакетная передача по каналам локальных сетей WLAN, IEEE 802.16 – пакетная передача по каналам городских сетей WMAN), а также для ряда стандартов беспроводной передачи информации (DAB и DVB – цифровое радиовещание и телевидение, DVB-SH – цифровое спутниковое телевидение, 3GPP LTE – мобильная связь сотового формата 4G) [1–3].

Перспективность использования этих сигналов в приложениях определяется высокой спектральной эффективностью, а также возможностью организации надежной передачи информации по каналам с многолучевостью, обуславливающей частотно-селективные замирания сигналов, межсимвольную интерференцию и нестационарность каналов передачи [3]. Разработке, развитию теории OFDM-сигналов и исследованию их свойств, в частности оцениванию мощности интермодуляционных помех на выходе передатчика как нелинейного устройства, посвящен ряд работ [1–7].

Полезным свойством OFDM-сигналов является возможность применения производительного аппарата быстрых спектральных преобразований в базисе Фурье (БПФ) при их формировании и приеме [8].

Для приложений важным является повышение помехоустойчивости передачи информации с использованием OFDM-сигналов при наличии класса сосредоточенных по спектру помех (ССП) [9–12]. Для решения этой задачи в [13, 14] были предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования. Разработанные алгоритмы при приеме таких сигнальных конструкций основаны на использовании весовой обработки входных реализаций и снижают эффективность действия СПП.

Актуальной является проблема задания критериев оптимальности весовых окон и их практический выбор, определяющие максимальную помехоустойчивость передачи информации с использованием исследуемых сигнальных конструкций, а также анализ помехоустойчивости при их приеме для рассматриваемых помех.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

OFDM-сигналы $\hat{s}(t)$ представляют сумму N парциальных гармонических сигналов на интервале определения T и задаются в виде [1]

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

Здесь $f_m = m/T$ – частоты, определяющие ортогональность в усиленном смысле парциальных сигналов; символы $\dot{\alpha}_m$ в блоке $(\dot{\alpha}_0, \dot{\alpha}_1, \dots, \dot{\alpha}_{N-1})$ объемом J^N (J – объем символов $\dot{\alpha}_m$) задаются сигнальным “созвездием” на основе информационной последовательности объемом $L = N \log_2 J$. Для “созвездия” с двухфазовой манипуляцией (ФМ2) $J = 2$ и $L = N$.

ССП определяются соотношением [9]

$$\dot{N}(t) = \sum_{k=1}^{NN} \dot{p}_k(t) \exp(j2\pi f_k(t) + \varphi_k(t)). \quad (2)$$

Здесь NN – количество помех; $\dot{p}_k(t), f_k(t), \varphi_k(t)$ – амплитуда, частота и фаза помех, полагаемых случайными величинами с задаваемыми законами плотности распределения (в общем случае с равномерным распределением). Полагаем постоянными параметры помех $\dot{p}_k(t) = \dot{p}_{k0}, f_k(t) = f_{k0}, \varphi_k(t) = \varphi_{k0}$ на длительности OFDM-сигналов. В этом случае помеховые составляющие \dot{N}_m на выходе согласованного фильтра (коррелятора) для m -го парциального сигнала в (1) равны

$$\dot{N}_m = \sum_{k=1}^{NN} \dot{p}_{k0} \frac{1 - \exp(j2\pi(m - f_{k0}) + \varphi_{k0})}{1 - \exp(j(2\pi(m - f_{k0}) + \varphi_{k0})/N)}. \quad (3)$$

ССП подобны по структуре парциальным сигналам (1), что обуславливает их высокую эффективность по снижению помехоустойчивости OFDM-сигналов (1) по сравнению с базовой моделью помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ) [12, 15]. Количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки на информационный бит P_6 при приеме сигналов [16].

Значения вероятности $P_6(m)$ для m -го парциального сигнала при наличии рассматриваемых помех определяются отношением сигнал/помеха $E_6/N_{m0} = |\dot{\alpha}_m|^2 / |\dot{N}_m|^2$ и для различных схем помехоустойчивого кодирования задаются аналитическими соотношениями либо в виде таблиц, полученных путем моделирования алгоритмов приема [16]. Здесь E_6 – энергия на информационный бит; N_{m0} – эффективная спектральная плотность ССП (2) в полосе m -го парциального сигнала; $|\dot{N}_m|^2$ – мощность рассматриваемых помех, усредненная по фазам $\varphi_{k0}, k = 1, \dots, NN$. Для OFDM-сигналов вероятность ошибки P_6 , усредненная по NN парциальным сигналам, оценивается соотношением

$$P_6 = \sum_{m=1}^N P_6(m)/N. \quad (4)$$

Известные методы снижения эффективности ССП основаны на использовании методов их компенсации, а также на увеличении базы B сиг-

налов [17]. При использовании сигналов с базой B , определяемой отношением полосы сигналов к скорости передачи информации, вероятность P_6 монотонно зависит от отношения $\sqrt{BP_c/P_n}$ – происходит снижение эффективности ССП в B раз [17]. Здесь P_c – мощность сигналов, P_n – мощность ССП.

При превышении мощности P_n более чем в B раз мощности P_c существенно снижается помехоустойчивость передачи информации [17]. В этом случае повышение надежности передачи возможно обеспечить, используя сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов путем совместного увеличения базы B , применения помехоустойчивого кодирования и компенсации данных помех [9, 13, 14]. Разработанные алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на использовании весовой обработки входных реализаций [9, 13–15]. Снижение действия рассматриваемых помех существенно зависит от используемых весовых окон.

Известен широкий ряд весовых окон, применяемых для решения задач цифровой обработки сигналов [8]. В [13–15] показано, что окна Хэмминга и Кайзера являются наиболее эффективными для весовой обработки рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии ССП.

В данной работе проведен анализ свойств класса весовых окон Кравченко, формируемых на основе атомарных функций [18, 19], который показал перспективность их использования в разработанных алгоритмах приема. Также было исследовано влияние этого класса окон на повышение помехоустойчивости рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии ССП путем моделирования разработанного алгоритма приема.

2. ОПИСАНИЕ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ OFDM-СИГНАЛОВ

Схема алгоритма формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов [13, 14] представлена на рис. 1. Информационные символы ($\vec{\alpha}$) объемом K поступают на вход кодера помехоустойчивого кода. Последовательность кодовых символов ($\vec{\alpha}'$) с объемом K/R (R – кодовая скорость кода) с выхода кодера поступает на вход перемежителя, каждый кодовый символ $\vec{\alpha}_{n,i}$ с его выхода отображается в последовательность $(\dot{\alpha}_{n,i}\dot{p}_0(i), \dots, \dot{\alpha}_{n,i}\dot{p}_{l-1}(i))$ длительностью l за счет множителя и генератора удлиняющей последовательности. Здесь $\dot{p}_j(i), j = 0, 1, \dots, l-1$ – символы удлиняющей последовательности с двоичными компонентами ± 1 . Последовательность символов с выхода множителя длительностью Kl/R поступает на вход модулятора OFDM-сигналов, реали-



Рис. 1. Схема алгоритма формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов.

зующего обратное спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью N и формирующей последовательности $L = Kl/RN$ OFDM-сигналов (1).

Для постоянной частотной полосы и фиксированного числа N в (1) удлиняющая последовательность увеличивает длительность сигнальной конструкции (увеличивает базу сигналов) по отношению к длительности исходных OFDM-сигналов в l раз.

Отсчеты входной реализации \vec{z} при приеме сигнальных конструкций задаются соотношением

$$\dot{z}_i = \dot{s}_i + \dot{n}_i + \dot{N}_i, \quad (5)$$

где $\dot{s}_i, \dot{n}_i, \dot{N}_i$ – комплексные отсчеты, соответствующие сигнальной составляющей, аддитивному белому гауссовскому шуму и ССП.

Алгоритм обработки реализации \vec{z} включает следующие этапы [13, 14]: умножение отсчетов реализации \vec{z} на весовое окно с коэффициентами $w(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$; вычисление множества спектральных составляющих $\dot{S}_j(k)$, $j = 1, 2, \dots, l$ с использованием БПФ с размерностью N для взвешенной реализации; компенсацию рассматриваемых помех путем ограничения частотных составляющих с амплитудой, превышающей задаваемый порог P ; демодуляцию OFDM-сигналов (вычисление многоуровневых решений относительно кодовых символов); депережевание решений и декодирование с их использованием.

На вход модуля компенсации ССП поступают нормированные спектральные отсчеты

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

где $k = 0, 1, 2, \dots, N-1$, $j = 1, 2, \dots, l$. При компенсации помех осуществляется ограничение значений реальной части спектральных отсчетов $\dot{S}'_j(k)$ [14]

$$\text{Re}(\dot{S}'_j(k)) = \begin{cases} \text{Re}(\dot{S}_j(k)), & \text{если } |\dot{S}_j(k)| < P, \\ \text{sign}(\text{Re}(\dot{S}_j(k)))P, & \text{если } |\dot{S}_j(k)| > P, \end{cases} \quad (6)$$

где $\text{sign}(x)$ – знак аргумента x ; P – порог.

Подобная операция (4) осуществляется и над мнимой частью $\text{Im}(\dot{S}_i(k))$ при формировании $\text{Im}(\dot{S}'_j(k))$.

Демодуляция OFDM-сигналов заключается в вычислении решений \vec{y}

$$\dot{y}_i = \sum_{j=1}^l \dot{S}'_j(i) p_j^*(i), \quad (7)$$

где $(\cdot)^*$ – операция комплексного сопряжения.

Использование весовых окон $w(k)$ при обработке обуславливает уменьшение значений боковых лепестков рассматриваемых помех относительно значения основного лепестка в частотной области [8]. Это снижает искажающее влияние ССП при приеме парциальных сигналов в составе OFDM-сигналов по отношению к обработке с использованием прямоугольного окна. Вместе с тем при применении весовой обработки уменьшаются значения сигнал/помеха на выходе демодулятора по отношению к согласованной фильтрации с использованием прямоугольного окна, а также нарушается ортогональность парциальных сигналов в (1), что обуславливает возникновение межканальных интерференционных помех (МКИ) [1–3].

На рис. 2 даны спектры амплитуд для суммы OFDM-сигнала и сосредоточенной по спектру помехи ($P_c/P_n = -20$ дБ) с использованием окон – прямоугольного (кривая 1) и окна Кайзера (кривая 2) – и для OFDM-сигнала с использованием прямоугольного окна (кривая 3). При использовании прямоугольного окна (кривая 1) видно существенное превышение боковых лепестков помехи относительно частотных отсчетов OFDM-сигнала, что обуславливает высокую вероятность ошибки P_6 при приеме [13, 14]. При использовании окна Кайзера [13, 14] (кривая 2) наблюдается существенное уменьшение значений боковых лепестков (практически до -70 дБ по отношению к главному лепестку), обуславливающее повышение помехоустойчивости по отношению к прямоугольному окну.

Таким образом, оптимальность весовых окон при решении рассматриваемой задачи основываются на следующих критериях:

– обеспечение минимальных значений боковых лепестков окон в частотной области;

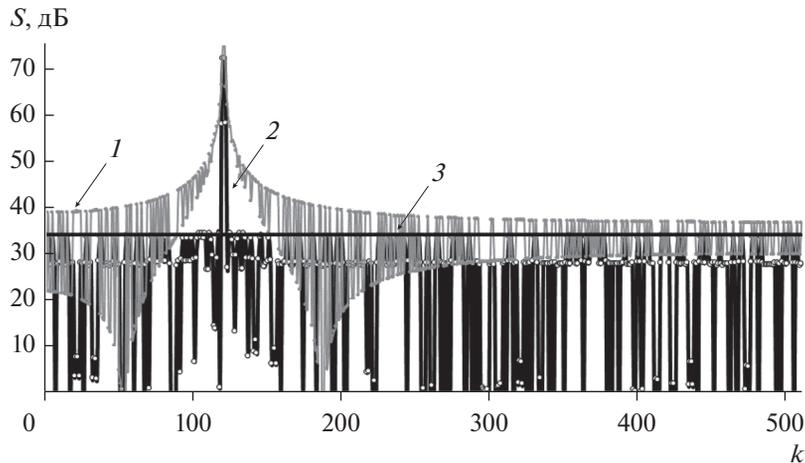


Рис. 2. Спектр амплитуд суммы OFDM-сигнала и ССП ($\chi = -20$ дБ) для прямоугольного окна (кривая 1) и для окна Кайзера ($\beta = 6.0$) (кривая 2), а также спектр OFDM-сигнала для прямоугольного весового окна (кривая 3). По оси абсцисс отложены нормированные значения частоты.

– достижение минимума энергии спектра частотной характеристики окна за пределами задаваемой полосы спектра;

– минимизация энергетических потерь по отношению к согласованной фильтрации;

– обеспечение максимальной ортогональности для парциальных сигналов (1) с весовой обработкой.

Выполнение нелинейной процедуры компенсации ССП (6) путем ограничения значений реальной и мнимой частей спектральных отсчетов $\dot{S}_j(k)$ приводит к дополнительным помехам МКИ и к повышению вероятности ошибки P_6 [4–6]. Анализ помехоустойчивости исследуемых сигнальных конструкций в сочетании с рассмотренным алгоритмом приема необходимо выполнять с учетом данных факторов.

Известен ограниченный ряд весовых окон со свойствами, близкими к сформулированным выше свойствам оптимальности, например, окно Кайзера с коэффициентами $w(k)$ [8]

$$w(k) = I_0 \left(\beta \sqrt{1 - (2k/N - 1)^2} \right) / I_0(\beta), \quad (8)$$

где $0 \leq k < N$; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка [8]. Основные характеристики окна (ширина главного лепестка, значения амплитуд боковых лепестков в частотной области) задаются через параметр β , варьирование значений которого дает возможность формирования окна с требуемыми свойствами. В [13, 14] показано, что оптимальным является значение $\beta = 6$.

Альтернативу этим окнам относительно эффективности для решения рассматриваемой задачи, включая окно Кайзера, составляет класс окон Кравченко, формируемых на основе атомарных функций [18, 19].

3. ВЕСОВЫЕ ОКНА КРАВЧЕНКО НА ОСНОВЕ АТОМАРНЫХ ФУНКЦИЙ

В [18–20] атомарные функции $ch_{a,n}(t)$ с параметрами a, n определяются как финитные решения дифференциального уравнения

$$y^{(n)}(t) = a^{n+1} 2^{-n} \sum_{k=0}^n C_n^k y(at + n - 2k). \quad (9)$$

Решение $y(t) = ch_{a,n}(t)$ (6) имеет носитель $[-n/(a-1); n/(a-1)]$ и представляется в виде

$$ch_{a,n}(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(jft) F(f) df, \quad (10)$$

$$F(f) = \left(\prod_{k=1}^n \text{sinc} \left(\frac{f}{a^k} \right) \right)^n, \quad (11)$$

где $\text{sinc}(x) = \sin(x)/x$.

Весовые коэффициенты $w_k(k)$ окон Кравченко задаются соотношением

$$w_k(k) = \frac{ch_{a,n}(sk)}{ch_{a,n}(0)}, \quad s = \frac{a-1}{n}. \quad (12)$$

На рис. 3а, рис. 3б приведен вид коэффициентов $w_k(k)$ и частотных характеристик $S(k)$ для окна Кайзера с параметром $\beta = 6$ и окна Кравченко с параметрами $a = 15, n = 2$. Ниже показано, что окно Кравченко имеет свойства, близкие к сформулированным выше свойствам оптимальности, и составляет альтернативу рассматриваемому окну Кайзера относительно эффективности решения рассматриваемой задачи. Видно, что окно Кравченко имеет многолепестковую структуру (до 10 лепестков, значение первого бокового лепестка -28.7 дБ) и является более широкополосным по сравнению с окном Кайзера (максималь-

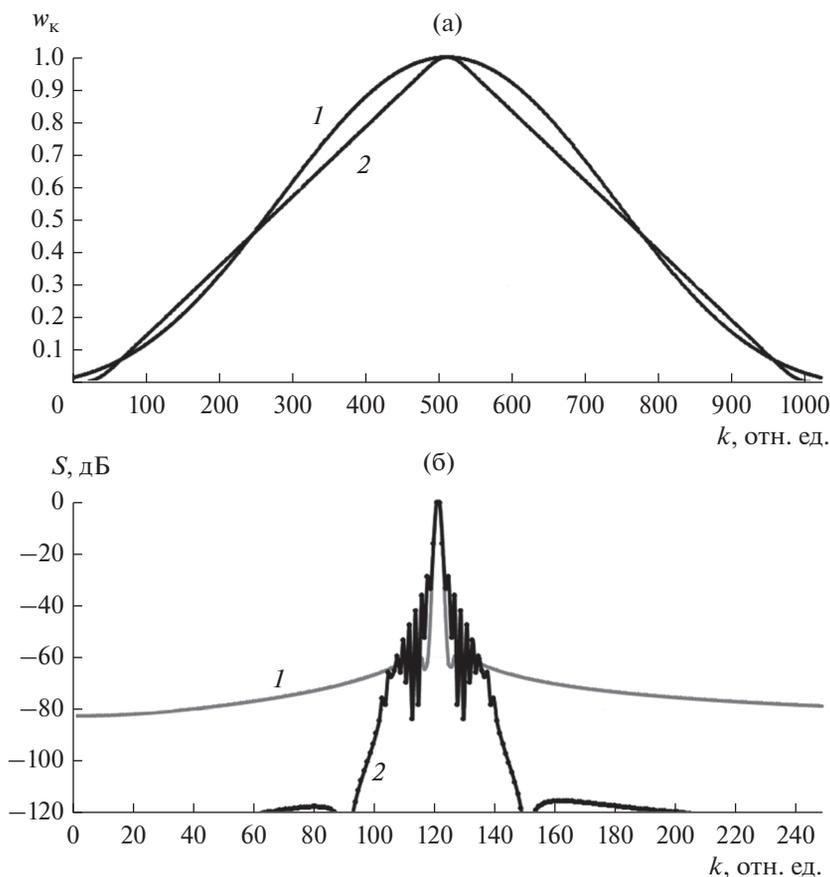


Рис. 3. Весовые окна во временной (а) и в частотной (б) областях: кривая 1 – окно Кайзера ($\beta = 6$), кривая 2 – окно Кравченко ($a = 15, n = 2$).

ное значение первого бокового лепестка -59.2 дБ). Однако в диапазоне $k < 110, k > 140$ видно существенно более сильное снижение боковых лепестков окна Кравченко (максимальные значения боковых лепестков не превышают -115 дБ) по отношению к боковым лепесткам окна Кайзера (значения боковых лепестков достигают -68 дБ).

В табл. 1 приведены вычисленные характеристики для ряда окон Кравченко и окна Кайзера с параметром $\beta = 6$.

При оценивании характеристики $W_{\text{МКИ}} = P_c / P_{\text{МКИ}}$ мощность парциального сигнала P_c вычисляли на основе его корреляции и копии со взвешенными отсчетами. Оценивание мощности $P_{\text{МКИ}}$ производили на основе корреляции парциального сигнала и OFDM-сигналов без данного парциального сигнала с учетом весового окна.

Анализ табл. 1 показывает существование ряда весовых окон Кравченко со свойствами, практически удовлетворяющими сформулированным критериям оптимальности и сравнимых по этим свойствам с окном Кайзера с оптимальным параметром $\beta = 6$. В этот ряд входят окна Кравченко с параметром $n = 2$. Далее приведены результаты исследований их эффективности.

4. РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЕСОВЫХ ОКОН КРАВЧЕНКО

Исследование вероятностных характеристик при приеме выполнено для сигнальных конструкций с использованием помехоустойчивого сверточного кода с кодовой скоростью $R = 1/2$, задаваемого порождающими многочленами g_1 и g_2 в восьмеричном представлении $g_1 = 133, g_2 = 171$ [16]. Этот код включен в состав помехоустойчивых кодов, рекомендуемых для спутниковых систем связи [21]. Кодер сверточного кода представляется решетчатой диаграммой, оптимальный прием сигналов, соответствующих сверточным кодам, выполняется на основе алгоритма Витерби – осуществляется динамический перебор возможных путей по кодовой решетке с выбором наиболее правдоподобного пути [16].

Возможность существенного снижения эффективности ССП при использовании рассматриваемых сигнальных конструкций показана путем моделирования алгоритма приема при наличии АБГШ и до пяти помеховых сигналов с вариацией их количества и произвольного размещения в полосе OFDM-сигналов (размерность БПФ $N = 1024$, сигнальное “созвездие” ФМ2). Отношение

Таблица 1. Характеристики весовых окон Кравченко и Кайзера

Окно Кравченко					
a	n	K , дБ	W , дБ	$W_{\text{МКИ}}$, дБ	ΔE , дБ
3.0	1	-38.90	-42.1	5.0	-3.50
	2	-80.4	-76.9	3.1	-8.45
	3	-51.3	-50.6	1.9	-10.20
7.0	1	-16.9	-0.8	-9.8	-0.85
	2	-27.0	-29.5	5.1	-6.95
	3	-43.3	-41.1	3.1	-8.35
15.0	1	-5.8	-0.2	-6.2	-0.60
	2	-28.0	-34.5	5.7	-6.20
	3	-37.50	-38.2	8.3	-9.50
Окно Кайзера					
$\beta = 6$		-58.70	-47.9	6.3	-6.50

Примечание: K – максимальное значение бокового лепестка относительно значения главного лепестка; W – энергия окна вне полосы ΔF по уровню -3 дБ, нормированная на полную энергию окна; $W_{\text{МКИ}}$ – оценка сигнал/помеха за счет МКИ; ΔE – энергетические потери при использовании окна по отношению к согласованной фильтрации с использованием прямоугольного окна.

общей мощности помеховых сигналов $P_{\text{п}}$ к мощности OFDM-сигналов $P_{\text{с}}$ при моделировании равно $\chi = P_{\text{с}}/P_{\text{п}} = -20$ дБ. Результаты экспериментальных исследований показывают, что эта модель ССП является адекватной для ряда спутниковых информационных систем, например для канала P -диапазона: наблюдается в среднем до пяти помех рассматриваемого типа, отношение мощности информационного сигнала к мощности помех может достигать $-20 \dots -25$ дБ [16].

При моделировании производилась интервальная оценка вероятности P_6 путем вычисления частоты $p = x/u$ (x – число ошибочных битов при приеме из переданных информационных битов объемом u). Требуемый объем u определяется размером доверительного интервала, вероятностью P_6 и доверительной вероятностью $P_{\text{дов}}$: для $P_6 = 10^{-5}$, доверительного интервала $[0.5P_6, 1.5P_6]$ и $P_{\text{дов}} = 0.95$ требуемый объем u оценивается значением 15400000.

В соответствии с выражениями (3), (4) вероятность ошибки P_6 для модели ССП при применении лишь алгоритма приема Витерби с использованием весовой обработки на основе прямоугольного окна оценивается значением 0.5, а с использованием весовой обработки на основе окна Кайзера – значением 0.35.

На рис. 4а–4в приведены вероятностные кривые, полученные путем моделирования разработанного алгоритма приема рассматриваемых сигнальных конструкций, – даны зависимости вероятности ошибки P_6 от значения порога ограничения P нормированных спектральных составляющих

при компенсации ССП с использованием ряда окон Кравченко с параметром $n = 2$ и окна Кайзера для трех значений $l = 2$ (а), 4 (б) и 8 (в). Видно, что существуют оптимальные значения порогов ограничения $P_{\text{опт}}$, определяющие минимальные вероятности ошибки P_6 . В табл. 2 приведены полученные значения порогов $P_{\text{опт}}$.

На рис. 5 приведены зависимости вероятностей ошибки P_6 от параметра a окна Кравченко ($n = 2$) для значений порогов $P_{\text{опт}}$ при приеме сигнальных конструкций. Видно монотонное уменьшение и стремление к пределу вероятности ошибки P_6 при увеличении параметра a .

На рис. 6 приведены результирующие вероятностные кривые для сигнальных конструкций при наличии рассматриваемого комплекса помех, варьируемым параметром является сигнал/помеха E_6/N_0 для АБГШ при постоянном отношении общей мощности ССП к мощности OFDM-сигналов $\chi = -20$ дБ при использовании весовых окон.

Таблица 2. Оптимальные значения параметров порогов ограничения $P_{\text{опт}}$ для весовых окон Кравченко и Кайзера при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов

Окно	l		
	2	4	8
Кравченко ($a = 15, n = 2$)	0.4	0.9	0.7
Кайзера ($\beta = 6$)	0.4	0.8	0.9

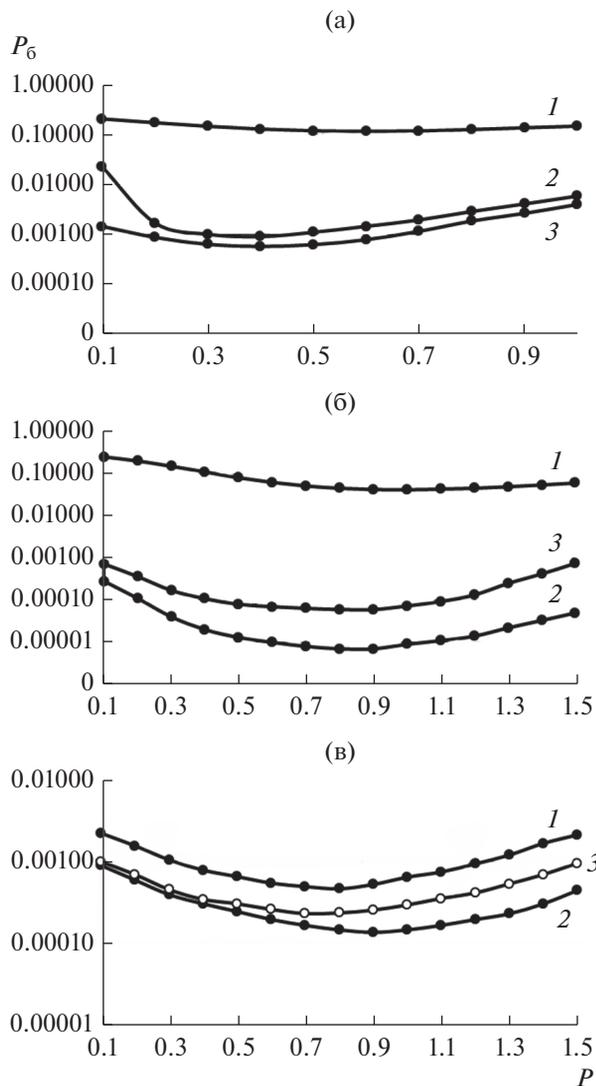


Рис. 4. Зависимости вероятностей ошибки P_6 от порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 с использованием весовых окон при наличии АБГШ и до пяти ССП при $l = 2$ (а), 4 (б), 8 (в) и $\chi = -20$ дБ, $E_6/N_0 = 5.5$ дБ: кривая 1 – окно Кравченко ($n = 2, a = 2$); кривая 2 – окно Кравченко ($n = 2, a = 15$); кривая 3 – окно Кайзера ($\beta = 6$).

Кривая 1 соответствует наличию только АБГШ – вероятность ошибки $P_6 = 10^{-4}$ достигается при $E_6/N_0 = 4.25$ дБ. Кривые 2 и 3 соответствуют окну Кайзера ($\beta = 6$) и окну Кравченко ($n = 2, a = 15$) для параметра $l = 2$. Видно, что вероятностные кривые близки, вероятности $P_6 = 10^{-4}$ достигаются при $E_6/N_0 = 6.75$ и 7.25 дБ соответственно и энергетические потери по отношению к кривой 1 достигают 3.75 дБ.

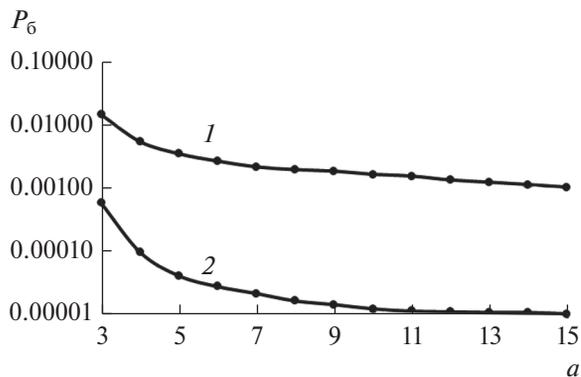


Рис. 5. Зависимости вероятностей ошибки P_6 от параметра a окна Кравченко ($n = 2$) для оптимальных значений порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов при наличии АБГШ и до пяти ССП при $\chi = -20$ дБ, $E_6/N_0 = 4.5$ дБ и $l = 2$ (1), 8 (2).

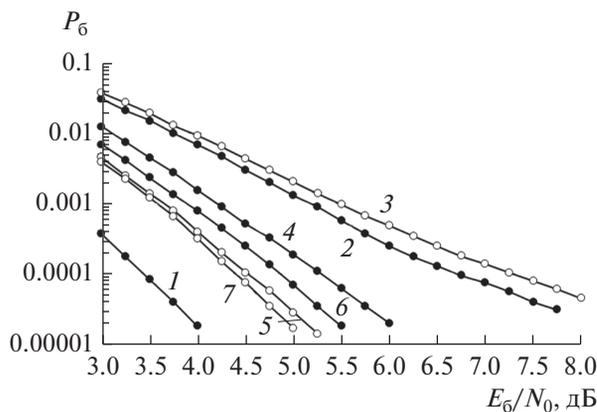


Рис. 6. Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 при наличии АБГШ и до пяти ССП, $\chi = -20$ дБ: сверточный код при наличии АБГШ (кривая 1); окно Кайзера ($\beta = 6$), $l = 2$ (2), 4 (4), 8 (6); окно Кравченко ($n = 2, a = 15$), $l = 2$ (3), 4 (5), 8 (7).

При увеличении значений l эффективность ССП уменьшается. Кривые 4 и 5 соответствуют параметру $l = 4$. Видно, что вероятность $P_6 = 10^{-4}$ для окна Кайзера (кривая 4) достигается при $E_6/N_0 = 5.25$ дБ, для окна Кравченко (кривая 5) при $E_6/N_0 = 4.50$ дБ. Таким образом, использование окна Кравченко в этом случае обеспечивает энергетический выигрыш до 0.75 дБ по отношению к окну Кайзера. Энергетические потери кривой 5 по отношению к кривой 1 достигают 1.5 дБ. При уменьшении значений P_6 этот энергетический выигрыш увеличивается.

Кривые 6 и 7 соответствуют параметру $l = 8$. Видно, что вероятность $P_6 = 10^{-4}$ для окна Кайзе-

ра (кривая 6) достигается при $E_6/N_0 = 5.0$ дБ, для окна Кравченко (кривая 5) при $E_6/N_0 = 4.40$ дБ, т.е. использование окна Кравченко в этом случае также является более эффективным, чем окно Кайзера, и обеспечивает энергетический выигрыш до 0.6 дБ. Энергетические потери кривой 5 по отношению к кривой 1 достигают 1.4 дБ.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, приведено описание сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивых кодов, устойчивых к влиянию ССП. Разработанные алгоритмы их приема при наличии канальных ССП основаны на увеличении базы этих сигналов по отношению к базе исходных OFDM-сигналов и на компенсации помех в частотной области. Алгоритмы приема включают: БПФ с весовым окном, пороговое ограничение значений спектральных составляющих и вычисление решений на их основе, используемых при приеме помехоустойчивых кодов. Даны критерии оптимальности весовых окон и показано, что ряд окон Кравченко на основе атомарных функций и окно Кайзера с параметром $\beta = 6$ практически удовлетворяют сформулированным критериям оптимальности.

Путем моделирования алгоритма приема с использованием весовых окон Кайзера с параметром $\beta = 6$ и Кравченко с параметром $n = 2$ проведен анализ помехоустойчивости для сигнальной конструкции, формируемой с использованием сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ с вариацией параметра $l = 2, 4, 8$. Моделирование произведено при наличии в канале АБГШ и до пяти ССП с отношением сигнал/помеха -20 дБ, эта модель адекватно описывает ряд спутниковых каналов передачи. Результаты моделирования показывают, что для рассматриваемой модели помех весовая обработка с использованием окон Кравченко с параметрами $n = 2$, $a > 10$ является более эффективной по отношению к весовой обработке с использованием окна Кайзера: для $P_6 = 10^{-4}$ и $l = 8$ энергетический выигрыш достигает 0.75 дБ. При этом энергетический проигрыш по отношению к каналу, включающему лишь АБГШ, не превышает 1.4 дБ.

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. Вишневецкий В.М., Ляхов А.И., Портной С.Л., Шахнович И.В. Широкополосные сети передачи. М.: Техносфера, 2005.
4. Шинаков Ю.С. // РЭ. 2013. Т. 58. № 10. С. 1053.
5. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // РЭ. 2015. Т. 60. № 5. С. 522.
6. Шинаков Ю.С. // Радиотехника. 2016. № 2. С. 66.
7. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // РЭ. 2018. Т. 63. № 6. С. 555.
8. Онпенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов / Пер. с англ. М.: Техносфера, 2006.
9. Darsena D., Verde F. // IEEE Signal Processing Lett. 2008. № 15. P. 873.
10. Goma A., Al-Dhahir N. // IEEE Trans. 2011. V. WC-10. № 6. P. 1854.
11. Darsena D., Gelli G., Verde F. // Electron. Lett. 2014. V. 50. № 3. P. 225.
12. Al-Tous H., Barhumi I., Al-Dhahir N. // 12th IEEE Int. Conf. on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob 2016). 17–19 Oct. New York, 2016, N.Y.: IEEE, 2016. P. 624.
13. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. // Журн. радиоэлектроники. 2017. № 11. <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
14. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // Журн. радиоэлектроники. 2018. № 3. <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/4/text.pdf>.
15. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. // Физические основы приборостроения. 2018. Т. 7. № 3. С. 26.
16. Зюко А.Г., Фалько А.И., Панфилов И.П. и др. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации. М.: Радио и связь, 1985.
17. 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.
18. Кравченко В.Ф., Кравченко О.В. Конструктивные методы алгебры логики, атомарных функций, вейвлетов, фракталов в задачах физики и техники. М.: Техносфера, 2018.
19. Кравченко В.Ф., Коновалов Я.Ю., Пустовойт В.И. // РЭ. 2015. Т. 60. № 9. С. 931.
20. Кравченко В.Ф., Чуриков Д.В. Цифровая обработка сигналов атомарными функциями и вейвлетами. М.: Техносфера, 2018.
21. TM synchronization and channel coding – summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-1. Green Book. 2006.