

УДК 621.391.01

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ ПРИЕМА СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ OFDM СИГНАЛОВ, УСТОЙЧИВЫХ К СОСРЕДОТОЧЕННЫМ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХАМ

Л. Е. Назаров, А. А. Зудилин

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 1 декабря 2017 г.

Аннотация. Приведены результаты исследования эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого сверточного кода, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Даны рекомендации по выбору эффективных вычислительных процедур в составе алгоритмов приема данных сигнальных конструкций при наличии рассматриваемых помеховых сигналов.

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

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 (orthogonal frequency division multiplexing) and error-correcting codes. In paper the frequency-domain algorithms for that noise mitigation are proposed. The analysis of noise-immunity for these signal constructions is implemented for convolutional code with code-rate 1/2 and for signal influence concentrated on a range. The developed decoding algorithms for signal constructions with noise signals concentrated on a range involve Fast Fourier Transformation (FFT) with preceding weight window, clipping and interleaving of spectral component values and evaluation of soft output decisions from demodulator for reception. There are recommendations for choice of optimal weight windows that effective for mitigation of the investigated noise signals in the article. The class of optimal weight windows includes Hamming window and Kaiser window with parameter $\beta = 6...9$.

The analysis of noise-immunity in presence to 5 noise signals concentrated on a range with signal/noise -40 dB and AWGN (additive white Gaussian noise) is implemented for signal construction by means of computer simulations of developed processing algorithms. The results of computer simulations show the differences between the resulted error-performances and for the ideal error-performances under assumption existing only AWGN not more 0.5 dB for bit-error 10^{-5} .

Key words: OFDM, noise reduction, narrow-band noise, Kaiser window, Hamming window.

Введение

С использованием OFDM сигналов (orthogonal frequency division multiplexing) возможна передача информации по каналам с многолучевым распространением сигналов, обуславливающим частотно-селективные замирания сигналов и явление межсимвольной интерференции [1,2]. Также полезным свойством OFDM сигналов является их высокая спектральная эффективность. При формировании и приеме этих сигналов используется алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Фурье (БПФ) [3].

Эти сигналы являются базовыми для семейства стандартов IEEE 802.12.11 (WiFi) (пакетная передача по каналам беспроводных локальных сетей WLAN) и IEEE 802.16 (WiMax) (пакетная передача по каналам беспроводных городских сетей WMAN) и для ряда принятых протоколов: DVB-T2 (цифровое телевидение), DVB-SH (цифровое спутниковое телевидение), 3GPP LTE (мобильная связь 4G) [1,2].

Исследованию свойств OFDM сигналов, в частности, оцениванию мощности интермодуляционных помех за счет нелинейной обработки с целью уменьшения значений пик/фактор этих сигналов посвящен ряд работ [4-7].

OFDM сигналы представляют сумму парциальных гармонических сигналов, ортогональных на интервале времени определения [1]. Это обуславливает эффективность влияния сосредоточенных по спектру канальных помех на помехоустойчивость передачи информации с использованием данных

сигналов. В этот класс входят многотональные помехи, эквивалентные гармоническим сигналам в полосе OFDM сигналов.

С целью снижения эффективности данных помех предложены сигнальные конструкции на основе OFDM сигналов и помехоустойчивых кодов, при приеме которых используются алгоритмы нелинейной обработки входных реализаций с целью компенсации помех [8]. Эти алгоритмы включают БПФ со взвешивающим окном, пороговое ограничение значений спектральных составляющих и вычисление мягких решений с выхода сигнального демодулятора для декодирования. Актуальными являются проблемы разработки и реализации данных процедур и оценивание вероятностных характеристик при приеме сигнальных конструкций при наличии рассматриваемых помех.

В статье приводятся результаты исследования вероятностных характеристик алгоритмов обработки при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ с использованием ряда взвешивающих окон и пороговой обработки. Даны рекомендации по выбору оптимальных взвешивающих окон, приведены результаты моделирования алгоритмов обработки.

1. Постановка задачи

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

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

Здесь $f_m = \frac{m}{T}$. Символы $\dot{\alpha}_m$ в кодовом 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 “созвездия” с 2-х фазовой манипуляцией (ФМ2) имеем $J = 2$ и $L = N$.

Сосредоточенные по спектру помехи подобны по структуре OFDM сигналам (1). Это обуславливает их высокую эффективность 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 информационный бит P_6 при приеме сигналов, реализующем правило максимального правдоподобия для канала АБГШ.

Известные методы снижения эффективности данных помех основаны на увеличении базы сигналов и применении методов адаптивной компенсации помех [9,10,11].

При использовании сигналов с базой B , определяемой отношением полосы сигналов к скорости передачи информации, вероятность P_6 зависит от

отношения $\sqrt{\frac{BP_c}{P_{\Pi}}}$, т.е. при приеме сигналов происходит снижение эффективности сосредоточенных по спектру помех в B раз [10]. Здесь P_c - мощность сигналов, P_{Π} - мощность помех.

При превышении мощности помех P_{Π} более чем в B раз мощности сигналов P_c существенно снижается помехоустойчивость передачи информации. В этом случае применяются методы обработки при приеме, осуществляющие компенсацию помеховых сигналов в частотной или временной областях.

Повышение надежности передачи информации при наличии в канале рассматриваемых помех возможно обеспечить, используя сигнальные конструкции на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого кодирования путем совместного увеличения их базы и компенсации помеховых сигналов в частотной области [8].

Исследование эффективности алгоритмов обработки рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех с

использованием сверточного кода в сочетании с алгоритмами компенсации данных помех представляет суть задачи.

2. Описание сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов

На рис.1 приведена схема формирования рассматриваемых сигнальных конструкций [8,12]. Дадим пояснения по схеме.

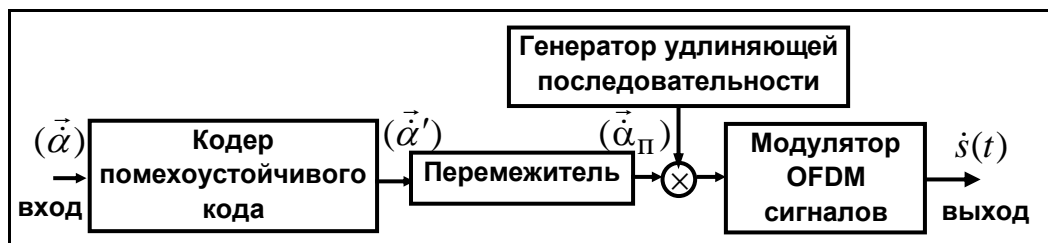


Рис.1. Схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов.

На вход кодера помехоустойчивого кода поступает последовательность информационных символов $(\vec{\alpha})$. Последовательность кодовых символов $(\vec{\alpha}')$ с выхода кодера поступает на вход перемежителя, каждый символ $\alpha_{\pi,i}$ с выхода перемежителя отображается в последовательность $(\alpha_{\pi,i} \dot{p}_0, \dots, \alpha_{\pi,i} \dot{p}_{l-1})$ длительностью l действием умножителя и удлиняющей последовательности \dot{p}_j , $(j=0,2,\dots,l-1)$ с двоичными компонентами ± 1 . Последовательность символов с выхода умножителя поступает на вход модулятора OFDM сигналов, реализующего обратное преобразование БПФ в базисе Фурье размерностью N и формирующего последовательность OFDM сигналов (1).

Для фиксированной частотной полосы и фиксированного числа парциальных сигналов N в (1) действие умножителя и удлиняющей последовательности эквивалентно увеличению длительности рассматриваемой сигнальной конструкции (увеличению базы и уменьшению информационной скорости) по отношению к длительности исходных OFDM сигналов в l раз.

На рис.2 приведена схема алгоритма обработки дискретной реализации \vec{z} с выхода канала передачи при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций \vec{s} [8,12]. Отсчеты \dot{z}_i реализации \vec{z} задаются соотношением

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

Здесь $\dot{n}(k)$ - отсчеты, соответствующие АБГШ со спектральной односторонней плотностью N_0 ; $\dot{N}(k)$ - отсчеты, соответствующие рассматриваемым сосредоточенным по спектру помехам. Дадим пояснения по схеме.

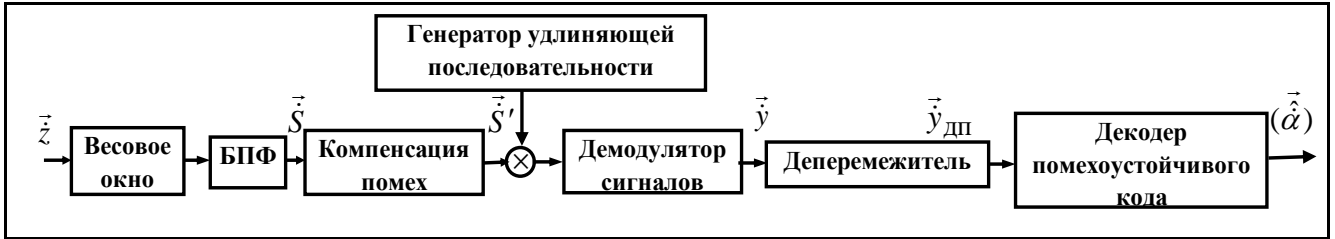


Рис.2. Схема обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов.

Реализация \vec{z} с выхода канала поступает на вход приемного устройства, содержащее окно с весовыми коэффициентами $w(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$), БПФ, блок компенсации помех, генератор удлиняющей последовательности и перемножитель, демодулятор OFDM сигналов, депережежитель и декодер помехоустойчивого кода.

На вход модуля компенсации сосредоточенных по спектру помех

поступают нормированные спектральные отсчеты $\frac{\dot{S}_j(k)}{\sum_{k=0}^{N-1} |\dot{S}_j(k)|}$, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$,

$j = 1, 2, \dots, l$, вычисленные с использованием БПФ размерностью N для последовательности взвешенных входных отсчетов $\dot{z}(k)w(k)$.

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

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

Здесь $(\cdot)^*$ - операция комплексного сопряжения символов удлиняющей последовательности.

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

При компенсации помех осуществляется ограничение значений реальной части спектральных отсчетов $\dot{S}_j(k)$ в соответствии с правилом [8]

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

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.

Оптимальное значение порога P зависит от размерности удлиняющей последовательности \dot{p}_j , ($j = 0, 2, \dots, l-1$), от количества сосредоточенных по спектру помех. В более простом варианте алгоритма компенсации используется “жесткое” ограничение (двухуровневое квантование) [12].

Эффективность компенсации рассматриваемых помех определяется выбором окна с весовыми коэффициентами $w(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N-1$) [8, 12]. Одним из эффективных весовых окон является окно Кайзера [8]

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

Здесь $0 \leq k < N$; $I_0(x)$ - функция Бесселя первого рода 0-го порядка, β параметр [3].

В работе [12] приведены результаты исследования помехоустойчивости рассматриваемых сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и блокового низкоплотностного кода с кодовой скоростью 7/8 [13] (значения $l = 8$, $l = 16$ и $l = 32$, размерность БПФ $N = 1024$, наличие в канале двухтональной помехи с отношением сигнал/помеха -40 дБ).

Ниже приведены результаты исследования эффективности алгоритмов обработки рассматриваемых сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех с использованием помехоустойчивого сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ в сочетании с алгоритмами компенсации данных помех. Рассматриваемый сверточный код включен в состав помехоустойчивых кодов, рекомендуемых для спутниковых систем цифровой связи, и характеризуется более низкой сложностью программно-аппаратной реализации алгоритмов формирования и приема относительно низкоплотностных кодов [14].

Кодер сверточного кода является дискретным автоматом, представляется решетчатой диаграммой, характеризуемой числом состояний 2^V , задается последовательностью порождающих многочленов и имеет память (длина кодового ограничения ν) для накопления определенного числа информационных символов и их преобразования в последовательность кодовых символов. Алгоритм оптимального приема сигналов, соответствующих сверточному коду, реализующий правило максимального правдоподобия, выполняется обычно с использованием алгоритма Витерби - осуществляется динамический перебор возможных путей по кодовой решетке с выбором наиболее правдоподобного пути. Используемый сверточный код с длиной кодового ограничения $\nu = 7$ и кодовой скоростью $1/2$ задается порождающими многочленами в 8-ом представлении (133,171) [14].

3. Результаты моделирования

Анализ эффективности алгоритмов обработки при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций произведен путем их компьютерного моделирования при наличии сосредоточенных по спектру помех, размерность БПФ $N = 1024$, сигнальное “созвездие” ФМ2.

На рис. 3 приведены зависимости вероятности ошибки P_0 от значения порога ограничения P нормированных спектральных составляющих в алгоритме компенсации сосредоточенных по спектру помех (4). Вероятностные кривые получены путем моделирования приведенных алгоритмов обработки

при приеме сигнальных конструкций с параметром $l=16$ при наличии суммы АБГШ и до 5 гармонических помеховых сигналов с произвольным размещением в полосе OFDM сигналов. Отношение мощности сигналов P_c к общей мощности помеховых сигналов P_{Π} равно $\gamma = \frac{P_c}{P_{\Pi}} = -40$ дБ. Задаваемое значение сигнал/помеха $\frac{E_b}{N_0} = 4.5$ дБ. Здесь E_b - энергия на информационный бит, N_0 - спектральная плотность (односторонняя) АБГШ. Кривая 1 соответствует прямоугольному окну, кривая 2 окну Кайзера с параметром $\beta=2$, кривая 3 окну Кайзера с параметром $\beta=9$, кривая 4 окну Кайзера с параметром $\beta=6$, кривая 5 соответствует окну Хэмминга с весовыми коэффициентами [3]

$$w(k) = 0.5 - 0.5 \cos\left(\frac{2\pi(k-N)}{N}\right), \quad 0 \leq k < N. \quad (6)$$

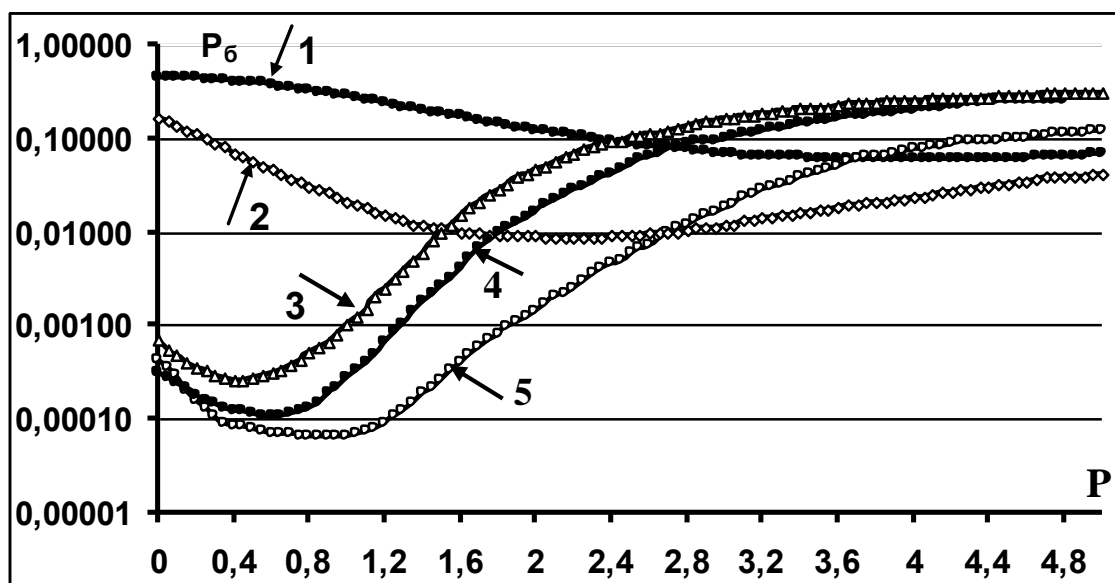


Рис.3. Зависимости вероятностей ошибки P_b от порога P для сигнальных конструкций ($l=16$) на основе OFDM сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ при наличии АБГШ и до 5 помеховых гармонических сигналов, $\frac{E_b}{N_0} = 4.5$ дБ, параметр $l=16$: 1 – прямоугольное окно; 2 – окно Кайзера с параметром $\beta=2$; 3 – окно Кайзера с параметром $\beta=9$; 4 – окно Кайзера с параметром $\beta=6$; 5 - окно Хэмминга.

Анализ кривых на рис.3 показывает, что существуют оптимальные значения порогов ограничения P , определяющие минимальные вероятности ошибки P_6 для рассматриваемой сигнальной конструкции. Полученные оптимальные значения порогов P приведены в таблице 1.

Таблица 1. Оптимальные значения порогов ограничения P , определяющие минимальные значения вероятностей ошибки при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM сигналов и сверточного кода и использовании весовых окон (наличие до 5-ти помеховых сигналов с произвольным размещением в полосе OFDM сигналов).

Весовое окно	Порог P
Прямоугольное	3.8
Кайзера, $\beta = 2$	2.3
Кайзера, $\beta = 6$	0.6
Кайзера, $\beta = 9$	0.4
Хэмминга	0.9

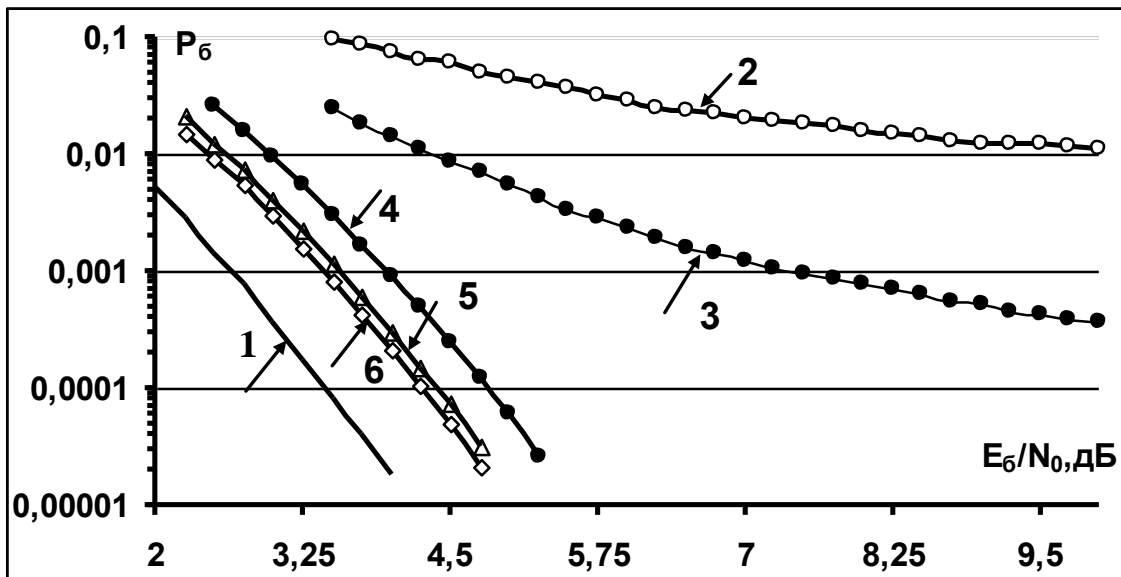


Рис.4. Вероятностные кривые P для сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ при наличии АБГШ и до 5 помеховых гармонических сигналов (параметр $l=16$, оптимальные значения порога ограничения P): 1 – оптимальный прием при наличии АБГШ; 2 – прямоугольное окно; 3 – окно Кайзера с параметром $\beta = 2$; 4 – окно Кайзера с параметром $\beta = 9$; 5 – окно Кайзера с параметром $\beta = 6$; 6 - окно Хэмминга.

На рис. 4 приведены вероятностные кривые для рассматриваемой сигнальной конструкции при наличии помехи АБГШ и до 5 помеховых гармонических сигналов для ряда взвешивающих окон с использованием оптимальных порогов ограничения P в таблице 1. Отношение мощности сигналов P_c к общей мощности помеховых сигналов P_n равно $\gamma = -40$ дБ. По оси ординат даны значения вероятностей ошибки P_δ , по оси абсцисс отложены значения $\frac{E_\delta}{N_0}$ для помехи АБГШ.

Кривая 1 соответствует отсутствию помеховых гармонических сигналов, вероятность $P_\delta = 10^{-5}$ достигается при $\frac{E_\delta}{N_0} = 4.25$ дБ.

Кривая 2 соответствует использованию прямоугольного взвешивающего окна. Виден эффект выравнивания кривой - при увеличении значений $\frac{E_\delta}{N_0}$ скорость уменьшения ошибки P_δ снижается, приближаясь практически к постоянному значению $P_\delta = 10^{-2}$.

Кривая 3 соответствует использованию взвешивающего окна Кайзера с параметром $\beta = 2.0$. Также виден эффект выравнивания кривой - при увеличении сигнал/помеха вероятность ошибки P_δ приближается практически к постоянному значению $P_\delta = 5 \cdot 10^{-4}$. Число испытаний при моделировании ограничивалось достижением не менее 500 ошибок.

Кривая 4 соответствует использованию взвешивающего окна Кайзера с параметром $\beta = 9.0$. В этом случае наблюдается эффективная компенсация рассматриваемых помеховых сигналов - вероятность $P_\delta = 10^{-5}$ достигается при $\frac{E_\delta}{N_0} = 5.5$ дБ, т.е. энергетический проигрыш достигает 1.25 дБ по отношению к кривой 1.

Кривая 5 соответствует использованию взвешивающего окна Кайзера с

оптимальным параметром $\beta = 6.0$, определяющим минимальный энергетический проигрыш 0.5 дБ для вероятности $P_0 = 10^{-5}$ по отношению к кривой 1.

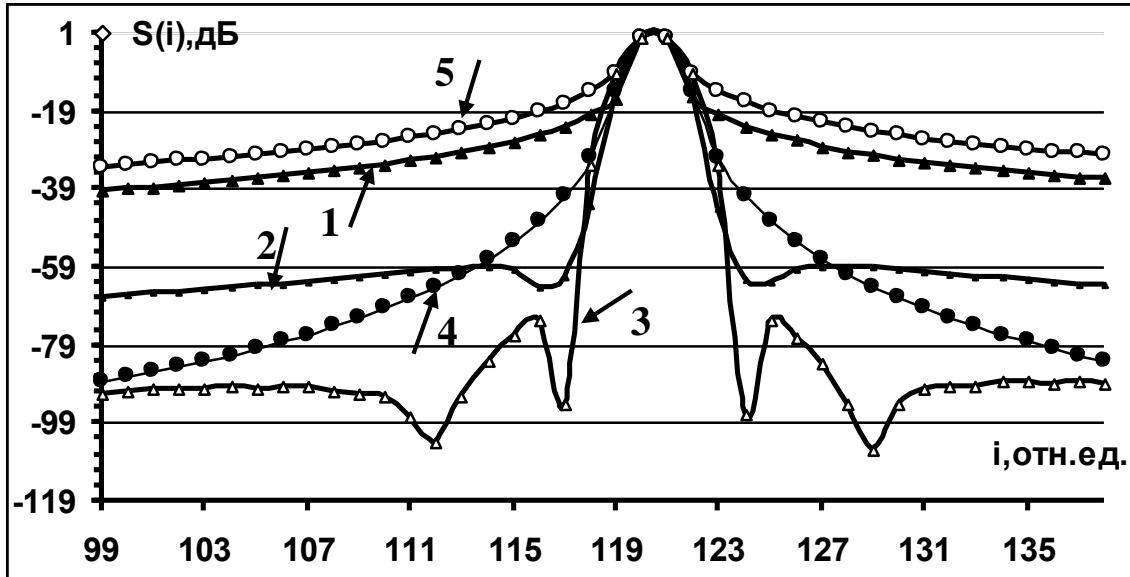


Рис.5. Спектральные плотности мощности взвешивающих окон с частотным смещением: 1 - окно Кайзера с параметром $\beta = 2$; 2 - окно Кайзера с параметром $\beta = 6$; 3 - окно Кайзера с параметром $\beta = 9$; 4 - окно Хэмминга; 5 - прямоугольное окно.

Критерии выбора эффективных взвешивающих окон, перспективных для использования в приведенной пороговой обработке реализаций \vec{z} на входе приемного устройства при наличии сосредоточенных по спектру помеховых сигналов, могут основываться на спектральных свойствах последовательности взвешивающих коэффициентов $w(k)$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$). На рис.5 приведены спектральные плотности мощности $S(i)$ для ряда взвешивающих окон с частотным смещением $w'(k) = w(k) \cos(2\pi \cdot 120.5k / N)$: для окна Кайзера с параметром $\beta = 2$ (кривая 1), окна Кайзера с параметром $\beta = 6$ (кривая 2), окна Кайзера с параметром $\beta = 9$ (кривая 3), окна Хэмминга (кривая 4) и прямоугольного окна (кривая 5). Здесь $N = 1024$, по оси абсцисс отложены нормированные значения частоты i ($i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$), соответствующие номерам частотных дискретов в полосе OFDM сигналов.

Кривые на рис.5 показывают влияние сосредоточенных по спектру помех на мягкие решения с выхода демодулятора OFDM сигналов за счет боковых лепестков $S(i)$. Боковые лепестки $S(i)$ в частотной области от взвешенных значений рассматриваемых помеховых сигналов во временной области накладываются на частотные отсчеты в полосе OFDM сигналов, что определяет каналные помехи от сосредоточенных по спектру сигналов в дополнение к АБГШ.

На основе анализа кривых 2 и 3 на рис.5, соответствующих практически оптимальным взвешивающим окнам в соответствии с вероятностными кривыми 4 и 5 на рис.4 для окон Кайзера с параметрами $\beta = 9$ и $\beta = 6$, можно сделать заключение об общем критерии эффективности окон - обеспечение значений боковых лепестков $S(i)$, сравнимых со значениями боковых лепестков для окна Кайзера с параметром $\beta = 6 \dots 9$.

Из рис.5 видно, что кривая 1 (окно Кайзера с параметром $\beta = 2$) и кривая 5 (прямоугольное окно) не удовлетворяют данному критерию, значения боковых лепестков для данных окон превышают значения боковых лепестков для оптимального окна Кайзера с параметром $\beta = 6$ более чем на 28 дБ. Вероятностная кривая 2 (прямоугольное окно) и кривая 3 (окно Кайзера с параметром $\beta = 2$) на рис.4 подтверждают данное заключение.

Вместе с тем видно, что кривая 4 (окно Хэмминга) на рис.4 достаточно близка к кривой 2 (окно Кайзера с оптимальным параметром $\beta = 6$), что определяет эффективность взвешивающего окна Хэмминга $w(k)$ (6) для использования в приведенной пороговой обработке реализаций \vec{z} на входе приемного устройства при наличии сосредоточенных по спектру помеховых сигналов. Этот вывод подтверждается тем фактом, что на рис.4 вероятностная кривая 6 для рассматриваемого окна Хэмминга практически совпадает с вероятностной кривой 5 для окна Кайзера с оптимальным параметром $\beta = 6.0$ - в этом случае при наличии АБГШ и до 5 помеховых сигналов с отношением $\gamma = -40$ дБ энергетический проигрыш для вероятности $P_{\delta} = 10^{-5}$ по

отношению к кривой 1 (наличие лишь АБГШ) не превышает 0.5 дБ. Следует отметить, что для данной помехи в соответствии с рассмотренным выше методом снижения эффективности сосредоточенных по спектру помех путем увеличения базы сигналов передача информации в этом случае возможна лишь при отношении $\gamma > -12$ дБ.

Заключение

Приведены описания сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов и помехоустойчивого кодирования, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. Алгоритмы приема данных сигнальных конструкций базируются на совместном увеличении их базы и компенсации помеховых сигналов в частотной области и включают БПФ со взвешивающим окном, пороговое ограничение значений спектральных составляющих и вычисление мягких решений с выхода сигнального демодулятора для приема. Даны рекомендации по выбору оптимальных значений порогов ограничения и по выбору оптимальных взвешивающих окон, примерами которых является окно Кайзера с параметром $\beta = 6...9$ и окно Хэмминга.

Для сигнальной конструкции, формируемой с использованием сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$, произведен анализ помехоустойчивости путем моделирования разработанных алгоритмов приема. Моделирование произведено при наличии в канале АБГШ и до 5 сосредоточенных по спектру помех с отношением сигнал/помеха = -40 дБ. Результаты моделирования показывают, что для рассматриваемого вида сосредоточенных по спектру помех и с использованием оптимальных взвешивающих окон различие вероятностных кривых для $P_b = 10^{-5}$ не превышает 0.5 дБ по отношению к случаю их отсутствия.

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. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия-Телеком. 2016.352 стр.
3. 10. Ахмед Н., Рао К.Р. Ортогональные преобразования при цифровой обработке сигналов. М.:Связь. 1980. 248 с.
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. 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.
10. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов.радио. 1970.
11. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь. 1987. 440 стр.

12. 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 [электронный журнал]. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
13. Назаров Л.Е., Щеглов М.А. Характеристики полных и укороченных помехоустойчивых низкоплотностных кодов на основе конечных геометрий. // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. №6. Стр. 23-30.
14. TM synchronization and channel coding - summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-1. Green Book. 2006.

Ссылка на статью:

Л. Е. Назаров, А. А. Зудилин. Исследование эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/6/text.pdf>