

УДК 621.391.01

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ОСНОВЕ OFDM-СИГНАЛОВ ПРИ НАЛИЧИИ КАНАЛЬНЫХ ПОЛИГАРМОНИЧЕСКИХ ПОМЕХ

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 12 марта 2018 г.

Аннотация. Приведены описания алгоритмов приема для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивых кодов. Даны результаты анализа помехоустойчивости для ряда рассматриваемых сигнальных конструкций, формируемых с использованием сверточного кода и блочного низкоплотностного кода с кодовой скоростью $1/2$ для модели канальных полигармонических помех.

Ключевые слова: OFDM-сигналы, снижение помех, полигармонические помехи, окно Кайзера.

Abstract. The focus of this paper is directed towards the development and investigation of efficient technique for channel polyharmonic noise mitigation for signal constructions based on OFDM-signals (orthogonal frequency division multiplexing) and error-correcting codes. In paper the frequency-domain algorithm for that noise mitigation is proposed. The analysis of noise-immunity for these signal constructions is implemented for convolutional code and for low-density parity-check codes (LDPC) with code-rate $1/2$ and for polyharmonic signal influence concentrated on a range. The developed decoding algorithm for signal constructions with polyharmonic noise signals concentrated on a range involves Fast Fourier Transformation (FFT) with preceding weight window, clipping and interleaving of spectral component values and evaluation of soft output decisions from demodulator for decoding. 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 Kaiser window with parameter $\beta = 6...9$.

The analysis of noise-immunity in presence to 50 noise signals concentrated on a range with signal/noise $-40\dots-20$ 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 $3.1\dots9.6$ dB for bit-error 10^{-5} .

Key words: OFDM, noise reduction, polyharmonic noise, Kaiser window.

Введение

OFDM-сигналы (orthogonal frequency division multiplexing) интенсивно используются в приложениях и 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: DAB, DVB-T, DVB-T2 (цифровое радиовещание и телевидение), DVB-SH (цифровое спутниковое телевидение), 3GPP LTE (мобильная связь 4G) [1,2].

Перспективность использования OFDM-сигналов определяется тем фактом, что при их использовании возможна организация передачи информации по нестационарным каналам с многолучевым распространением, обуславливающим частотно-селективные замирания сигналов и межсимвольную интерференцию [1,2]. Полезным свойством OFDM-сигналов является их высокая спектральная эффективность [1]. При формировании и приеме этих сигналов используется алгоритм быстрого спектрального преобразования в базисе Фурье (БПФ) [3].

Обзору и исследованию свойств OFDM-сигналов, в частности, оцениванию мощности интермодуляционных помех за счет нелинейности передающих устройств сигналов, посвящен ряд работ [4-8].

Актуальной является проблема повышения помехоустойчивости систем передачи информации с использованием OFDM-сигналов при наличии класса помех, отличных от базовой модели аддитивного белого гауссовского шума

(АБГШ), в частности, для сосредоточенных по спектру помех [2]. С целью решения этой проблемы в работах [9-11] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения, при приеме которых используются алгоритмы компенсации данных помех в частотной области.

Актуальной является проблема исследования эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии канальных полигармонических (многотональных) помех [12].

1. Постановка задачи

OFDM-сигналы представляют сумму N парциальных гармонических сигналов, ортогональных в усиленном смысле на интервале определения T [2]

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

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 “созвездия” с 2-х фазовой манипуляцией ФМ2 $J = 2$ и $L = N$.

Сосредоточенные по спектру помеховые сигналы, совокупность которых порождает класс узкополосных или широкополосных полигармонических помех, подобны по структуре OFDM-сигналам (1). Это обуславливает их более высокую эффективность относительно снижения помехоустойчивости по сравнению с базовой моделью помехи в виде аддитивного белого гауссовского шума (АБГШ). Количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки на информационный бит P_0 при приеме сигналов.

В качестве примера на рис.1 приведен вид сосредоточенных по спектру помех в частотной области в области видеочастот с полосой частот ± 50 кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в P - частотном диапазоне. Видно наличие до 5 помех рассматриваемого типа.

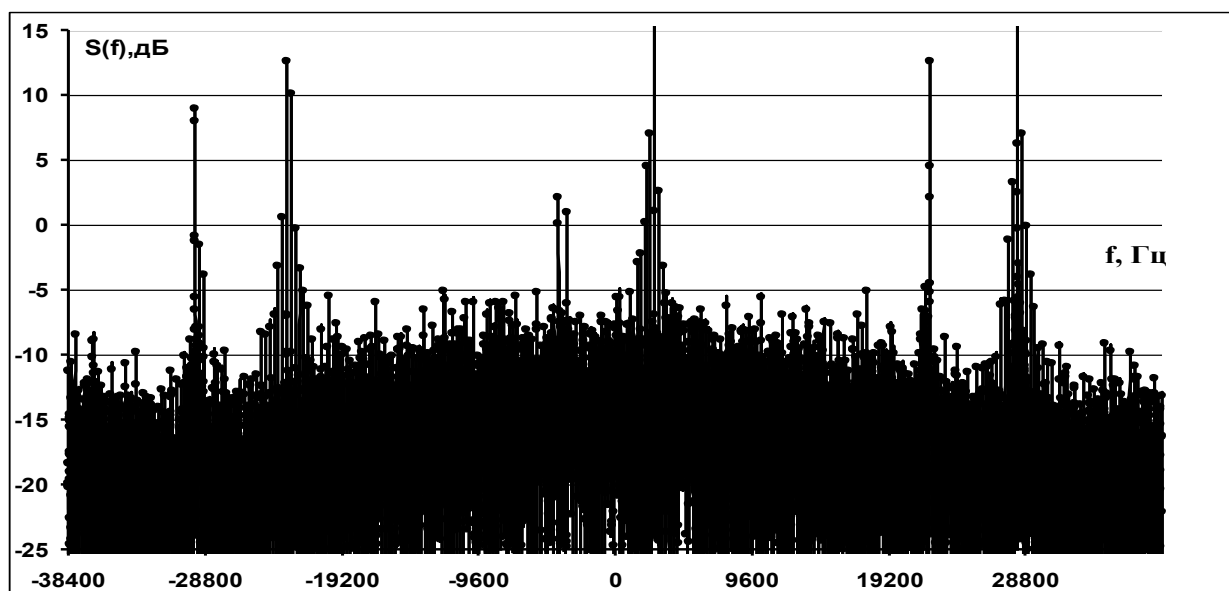


Рис.1. Вид сосредоточенных по спектру помех в частотной области в окрестности несущей частоты с полосой ± 50 кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в P - частотном диапазоне.

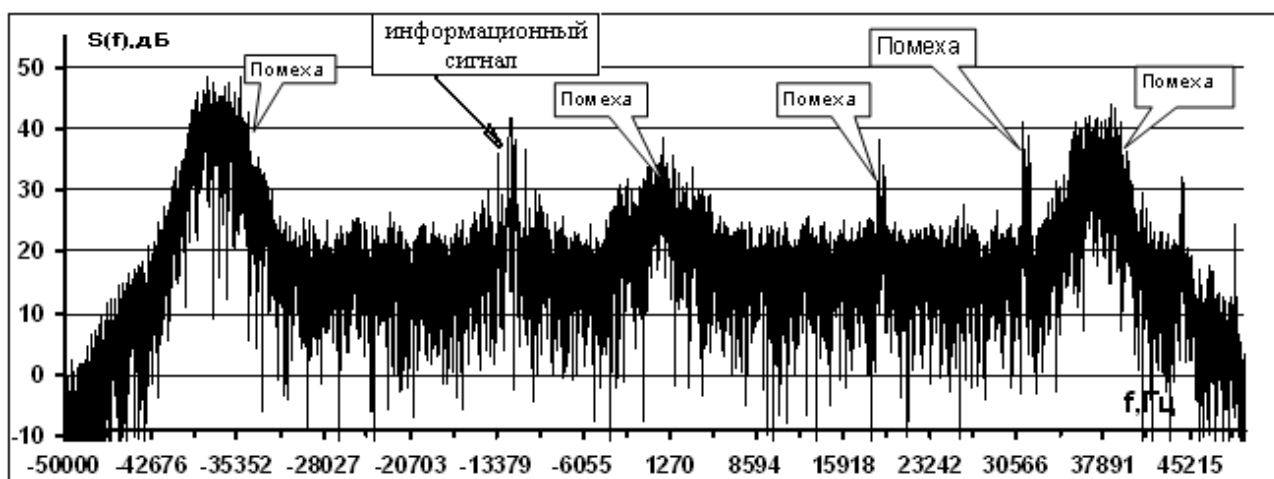


Рис.2. Вид комплекса помех в частотной области в окрестности несущей частоты с полосой ± 50 кГц, эквивалентных широкополосной помехи заградительного типа, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в P - частотном диапазоне.

На рис.2 приведен вид комплекса помех в частотной области, эквивалентных широкополосной помехе в области видеочастот с полосой ± 50 кГц, полученный в результате обработки сигналов спутниковой информационной системы в P - частотном диапазоне. В этом случае относительная частотная полоса, занимаемая широкополосной помехой,

достигает 20%, отношение мощности информационного сигнала к мощности широкополосной помехи достигает -20...-25 дБ и менее.

Известные методы снижения эффективности сосредоточенных по спектру помех основаны на увеличении базы используемых сигналов или применении адаптивных методов компенсации данных помех [12,13].

При использовании сигналов с базой B , определяемой отношением полосы сигналов к скорости передачи информации, вероятность P_0 монотонно зависит от отношения $\sqrt{\frac{BP_c}{P_{\Pi}}}$ - при приеме сигналов происходит снижение эффективности сосредоточенных по спектру помех в B раз. Здесь P_c - мощность сигналов, P_{Π} - мощность сосредоточенных по спектру помех.

При превышении мощности P_{Π} более чем в B раз над мощностью P_c существенно снижается помехоустойчивость при приеме OFDM-сигналов, поэтому применяются методы обработки, осуществляющие компенсацию данного типа помех [12].

В целях повышения надежности передачи информации при наличии в канале рассматриваемых помех в работах [9-11] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования, перемежения кодовых символов и увеличения их базы. Алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на компенсации рассматриваемых канальных помех в частотной области и включают БПФ с весовым окном, пороговое ограничение значений спектральных составляющих и вычисление решений с выхода сигнального демодулятора, используемых при декодировании помехоустойчивых кодов. В работе [11] даны рекомендации по выбору оптимальных весовых окон, минимизирующих вероятность ошибки P_0 при приеме сигналов.

В работах [10,11] приведены результаты анализа помехоустойчивости рассматриваемых сигнальных конструкций в сочетании с алгоритмами их приема при наличии до 5 однотоновых помеховых сигналов.

Суть задачи - исследование эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования (для сверточных кодов и блочных низкоплотностных кодов) для модели сосредоточенных по спектру полигармонических помех.

2. Описание сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов

На рис.3 приведена схема формирования рассматриваемых сигнальных конструкций [10,11]. Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.

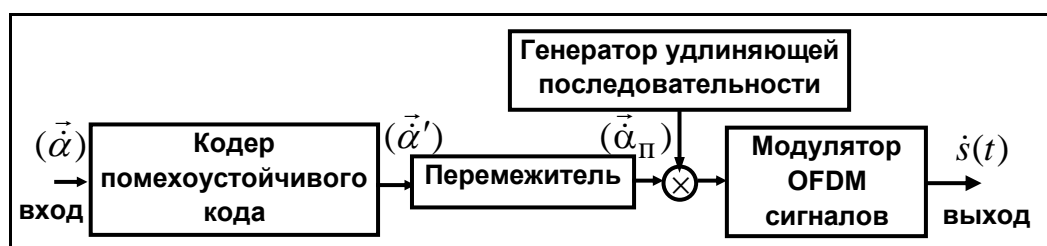


Рис.3. Блок-схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения.

На вход кодера помехоустойчивого кода подается последовательность информационных символов $\vec{\alpha}$ длиной K . С выхода кодера последовательность кодовых символов $\vec{\alpha}'$ длиной $\frac{K}{R}$ (R - кодовая скорость помехоустойчивого кода) поступает на вход перемежителя и далее каждый кодовый символ с выхода перемежителя $\vec{\alpha}_{\Pi}$ отображается в последовательность $(\alpha_{\Pi,i} \dot{p}_0(i), \dots, \alpha_{\Pi,i} \dot{p}_{l-1}(i))$ длиной l действием умножителя и генератора удлиняющей последовательности. Здесь $\dot{p}_j(i)$, ($j = 1, 2, \dots, l$) - последовательность символов удлиняющей последовательности с двоичными компонентами ± 1 . Последовательность символов с выхода умножителя длиной $\frac{Kl}{R}$ поступает на вход модулятора OFDM-сигналов, реализующего обратное спектральное преобразование в базисе Фурье размерностью N и формирующего последовательность $L = \frac{Kl}{RN}$ OFDM-сигналов (1) с использованием манипуляции ФМ2 парциальных сигналов.

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

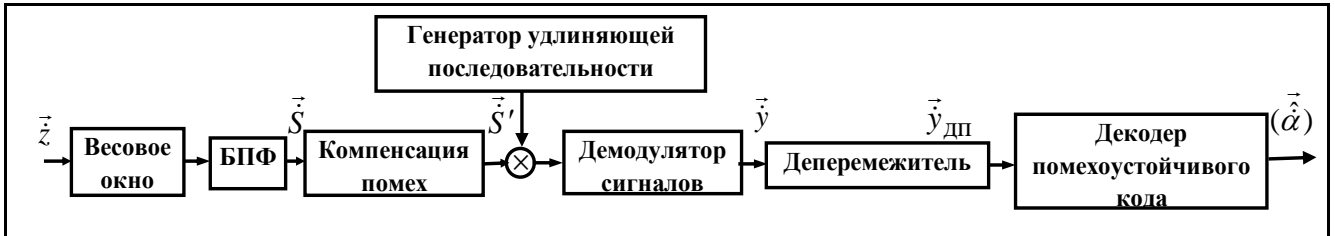


Рис.4. Блок-схема обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения.

На рис.4 приведена схема алгоритма обработки реализации \vec{z} с выхода канала передачи при приеме рассматриваемых сигнальных конструкций \vec{s} [11]. 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 - комплексные отсчеты, соответствующие АБГШ; \dot{N}_i - комплексные отсчеты, соответствующие рассматриваемым помехам в виде совокупности однотональных сигналов. Дадим пояснения по составляющим блокам схемы.

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

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 последовательности взвешенных входных отсчетов $\dot{z}_j(k)w(k)$.

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

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

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

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

При компенсации помех осуществляется ограничение значений реальной части спектральных отсчетов $\dot{S}_j(k)$ [11]

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

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

Эффективность компенсации рассматриваемых помех и помехоустойчивость сигнальных конструкций в сочетании с алгоритмами приема определяется выбором весовых окон [11]. 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 при приеме парциальных сигналов в составе OFDM-сигналов по отношению к обработке входных реализаций с использованием прямоугольного окна.

Вследствие этого общее свойство оптимальности весовых окон основывается на критерии обеспечения минимальных значений боковых лепестков их частотной характеристики и достижения минимума энергии спектра частотной характеристики окна за пределами задаваемой полосы спектра [11].

Известен ряд весовых окон, представляющих приближенное решение рассматриваемой задачи синтеза окна с минимизацией энергии спектра вне главного лепестка, например, окно Кайзера, Кравченко-Кайзера, Дольфа-Чебышева [3, 14]. Основные характеристики этих окон (ширина главного лепестка, значения амплитуд боковых лепестков в частотной области) задаются через параметры, варьирование их значений дает возможность конструирования рассматриваемых весовых окон со свойствами лепестков, близкими к оптимальным свойствам.

Ниже при исследовании эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов использовано окно Кайзера. Его весовые коэффициенты $w(k)$ имеют вид [3]

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

Здесь N - длительность окна; $0 \leq k < N$; $I_0(x)$ - модифицированная функция Бесселя первого рода 0-го порядка, β - параметр, значения которого задают соответствие между шириной главного лепестка и значениями амплитуды A боковых лепестков частотной характеристики окна - при расширении главного лепестка происходит уменьшение значений боковых лепестков [4].

На рис.5. в качестве примера приведен спектр суммы OFDM-сигнала, сосредоточенной по спектру помехи ($\frac{P_c}{P_{\Pi}} = -40$ дБ). По оси ординат отложены нормированные значения частоты. Кривая 1 соответствует использованию прямоугольного весового окна. Видно существенное превышение боковых лепестков помехи относительно частотных отсчетов информационного OFDM-

сигнала, что обуславливает высокую вероятность ошибки P_6 при приеме. Кривая 2 соответствует весовому окну Кайзера с оптимальным параметром $\beta = 6.0$ [11]. В этом случае наблюдается существенное уменьшение значений боковых лепестков (практически до -70 дБ по отношению к главному лепестку), обуславливающее повышение помехоустойчивости по отношению к прямоугольному окну.

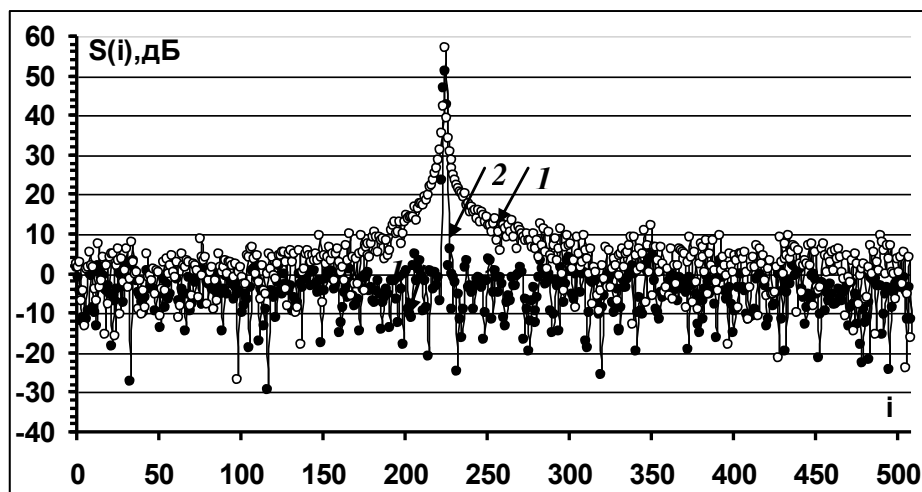


Рис.5. Спектр суммы OFDM-сигнала, АБГШ и сосредоточенной по спектру помехи ($\frac{P_c}{P_{\Pi}} = -40$ дБ): кривая 1 – прямоугольное весовое окно; кривая 2 – окно Кайзера, параметр $\beta = 6.0$.

3. Результаты исследований вероятностных характеристик алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов

Исследование вероятностных характеристик при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования произведено для сверточного кода и блочного низкоплотностного кода с кодовой скоростью $1/2$.

Кодер сверточного кода представляется решетчатой диаграммой 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 правдоподобного пути. Используемый при исследовании сверточный код задается порождающими многочленами в 8-ом

представлении (133,171). Этот код включен в состав помехоустойчивых кодов, рекомендуемых для спутниковых систем связи [15]. При его использовании вероятность ошибки на информационный бит $P_6 = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении сигнал/шум $\frac{E_6}{N_0} = 4.0$ дБ. Здесь E_6 - энергия на информационный бит, N_0 - спектральная плотность (односторонняя) АБГШ.

Исследование вероятностных характеристик сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов произведено также для блочного низкоплотного кода с параметрами (2040,1020). Здесь $n = 2040$ - длина кодовых слов, $k = 1020$ - объем информационного блока. При его использовании вероятность ошибки $P_6 = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении сигнал/шум $\frac{E_6}{N_0} = 2.8$ дБ. Код (2040,1020) формируется на основе исходного низкоплотного кода (8176,7156) путем укорочения кодовых слов [16]. Исходный низкоплотный код с параметрами (8176,7156) входит в класс кодов, рекомендованных для космических телекоммуникационных систем, при его использовании достигаются вероятностные характеристики, близкие к предельным характеристикам, определяемым шенноновской пропускной способностью канала АБГШ [15].

Класс блочных низкоплотных кодов обладает свойством организации множества ортогональных проверочных соотношений для каждого кодового символа кодовых слов [15,16], на основе которого разработаны итеративные алгоритмы приема. Исследование вероятностных характеристик сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и кода (2040,1020) произведено с использованием алгоритма итеративного приема ВР (belief propagation), детальное описание которого приведено в [16].

Возможность существенного снижения эффективности широкополосных полигармонических помех при использовании рассматриваемых сигнальных конструкций показана путем компьютерного моделирования алгоритмов приема при наличии до 50 однотональных (полигармонических) помеховых

сигналов с вариацией их количества и произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов, размерность БПФ $N = 1024$, сигнальное “созвездие” ФМ2. Число испытаний при моделировании ограничивалось достижением не менее 500 ошибок.

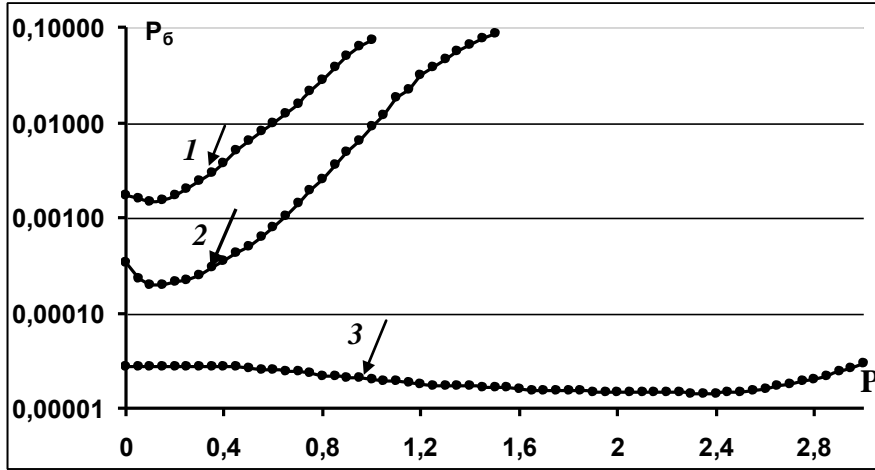


Рис.6. Зависимости вероятностей ошибки P_6 от порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью $1/2$ с использованием окна Кайзера ($\beta = 6$) при наличии АБГШ ($\frac{E_6}{N_0} = 8,0$ дБ) и полигармонических помех (до 50 однотоновых сигналов): кривая 1 - $l = 16$, $\chi = -40$ дБ; кривая 2 - $l = 32$, $\chi = -40$ дБ; кривая 3 - $l = 16$, $\chi = -20$ дБ.

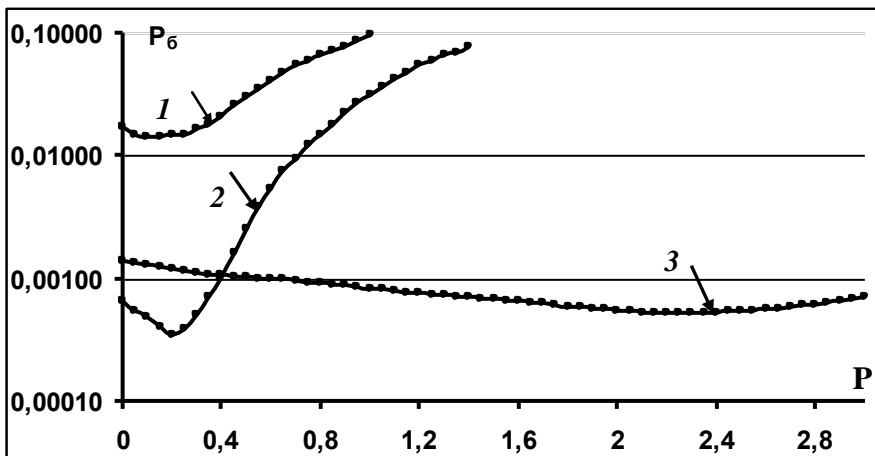


Рис.7. Зависимости вероятностей ошибки P_6 от порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов и низкоплотного кода с кодовой скоростью $1/2$ с использованием окна Кайзера ($\beta = 6$) при наличии АБГШ и полигармонических помех (до 50 однотоновых сигналов): кривая 1 - $l = 16$, $\frac{E_6}{N_0} = 7,75$ дБ, $\chi = -40$ дБ; кривая 2 - $l = 32$, $\frac{E_6}{N_0} = 7,75$ дБ, $\chi = -40$ дБ; кривая 3 - $l = 16$, $\frac{E_6}{N_0} = 7,75$ дБ, $\chi = -20$ дБ.

кривая 3 - $l = 16$, $\frac{E_{\text{с}}}{N_0} = 6.5$ дБ, $\chi = -20$ дБ.

На рисунках 6 и 7 приведены зависимости вероятности ошибки $P_{\text{с}}$ от значения порога ограничения P нормированных спектральных составляющих в алгоритме компенсации сосредоточенных по спектру помех с использованием окна Кайзера с оптимальным параметром $\beta_{\text{опт}} = 6$ [11]. При моделировании алгоритмов обработки при приеме сигнальных конструкций задаваемое отношение сигнал/помеха АБГШ $\frac{E_{\text{с}}}{N_0} = 4.5$ дБ, отношение общей мощности помеховых сигналов $P_{\text{п}}$ к мощности OFDM-сигналов $P_{\text{с}}$ задавалось равным $\chi = \frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{п}}} = -40$ дБ (кривые 1, 2) и $\chi = -20$ дБ (кривые 3). Следует отметить, что при $\chi = -40$ дБ, в соответствии с рассмотренными выше методами снижения эффективности помех, надежная связь возможна с использованием сигналов с базой, превышающей 44 дБ.

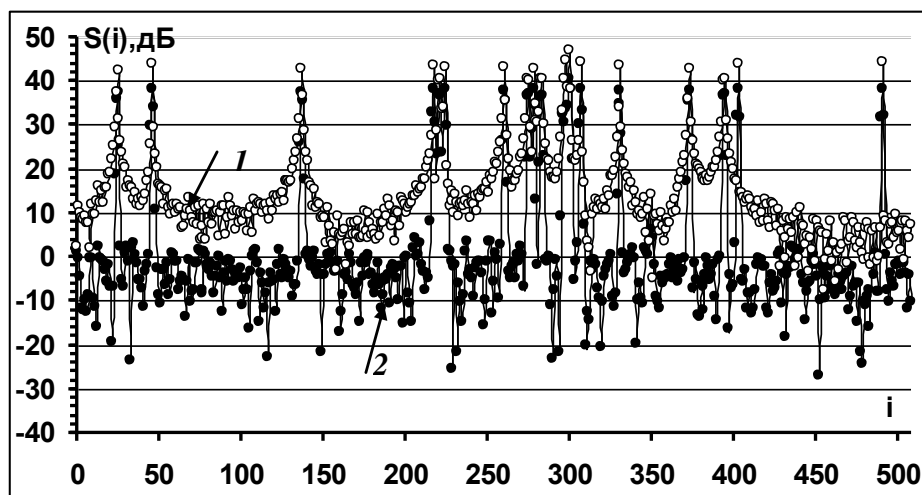


Рис.8. Спектр суммы OFDM-сигнала, АБГШ и полигармонической помехи (наличие 20 сосредоточенных по спектру помех, $\frac{P_{\text{с}}}{P_{\text{п}}} = -40$ дБ, $\frac{E_{\text{с}}}{N_0} = 10$ дБ): кривая 1 – прямоугольное весовое окно; кривая 2 – окно Кайзера, параметр $\beta = 6.0$.

На рис.8. приведен соответствующий спектр частной реализации OFDM-сигнала, АБГШ и широкополосной полигармонической помехи в виде

совокупности 20 однотональных помех со случайными начальными фазами с равномерным распределением значений в диапазоне $[0, 2\pi]$. По оси ординат отложены нормированные значения частоты. Кривая 1 соответствует использованию прямоугольного весового окна. Видно существенное превышение боковых лепестков помехи относительно частотных отсчетов информационного OFDM-сигнала. Кривая 2 соответствует весовому окну Кайзера с оптимальным параметром $\beta_{\text{ОПТ}} = 6.0$ [11]. В этом случае наблюдается существенное уменьшение значений боковых лепестков по отношению к главному лепестку.

Кривые 1 на рис.6 (применение сверточного кода), рис.7 (применение низкоплотного кода) соответствуют сигнальной конструкции с параметром $l = 16$ ($\chi = -40$ дБ), кривые 2 соответствуют $l = 32$ ($\chi = -40$ дБ), кривые 3 соответствуют $l = 16$ ($\chi = -20$ дБ).

Из приведенных кривых видно, что существуют оптимальные значения порогов ограничения $P_{\text{ОПТ}}$, определяющие минимальные вероятности ошибки P_0 . В таблице 1 приведены полученные значения $P_{\text{ОПТ}}$ для сигнальных конструкций с параметрами $l = 32$ и $l = 16$.

Таблица 1. Оптимальные значения порогов $P_{\text{ОПТ}}$ для весового окна Кайзера ($\beta_{\text{ОПТ}} = 6.0$) при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов с параметром l при наличии полигармонических помех.

Код	$\frac{P_c}{P_n}$ (дБ)	$l = 32$	$l = 16$
Низкоплотностный	-40	$P_{\text{ОПТ}} = 0.20$	$P_{\text{ОПТ}} = 0.15$
	-20	$P_{\text{ОПТ}} = 3.6$	$P_{\text{ОПТ}} = 2.30$
Сверточный	-40	$P_{\text{ОПТ}} = 0.15$	$P_{\text{ОПТ}} = 0.10$
	-20	$P_{\text{ОПТ}} = 4.80$	$P_{\text{ОПТ}} = 2.30$

На рис. 9, 10 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивых кодов при наличии рассматриваемого комплекса помех, варьируемым параметром

является отношение $\frac{E_6}{N_0}$ для АБГШ при постоянном отношении общей мощности сосредоточенных по спектру помех к мощности OFDM-сигналов $\chi = -40$ дБ (кривые 2, 3) и $\chi = -20$ дБ (кривые 4). По оси ординат даны значения вероятностей ошибки P_6 , по оси абсцисс значения $\frac{E_6}{N_0}$.

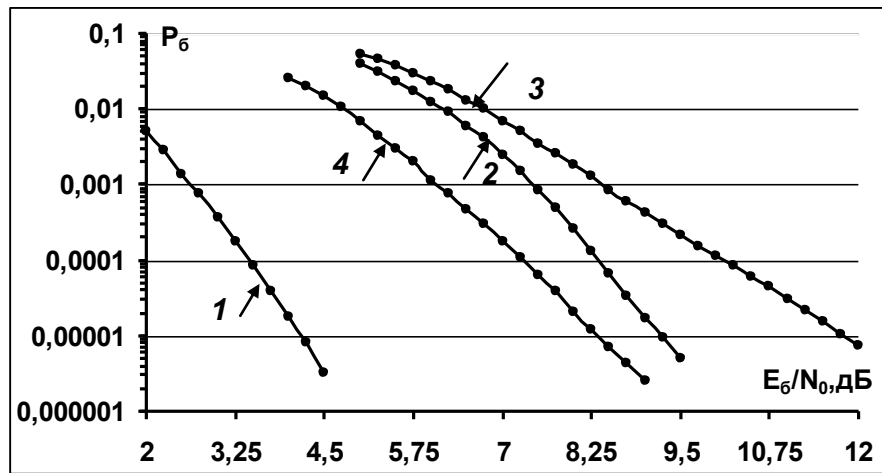


Рис.9. Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и сверточного кода с кодовой скоростью 1/2 с использованием окна Кайзера ($\beta = 6$) при наличии полигармонических помех (до 50 однотоновых сигналов): кривая 1 - отсутствие помеховых сигналов; кривая 2 - $l = 32$, $\chi = -40$ дБ; кривая 3 - $l = 16$, $\chi = -40$ дБ; кривая 4 - $l = 16$, $\chi = -20$ дБ.

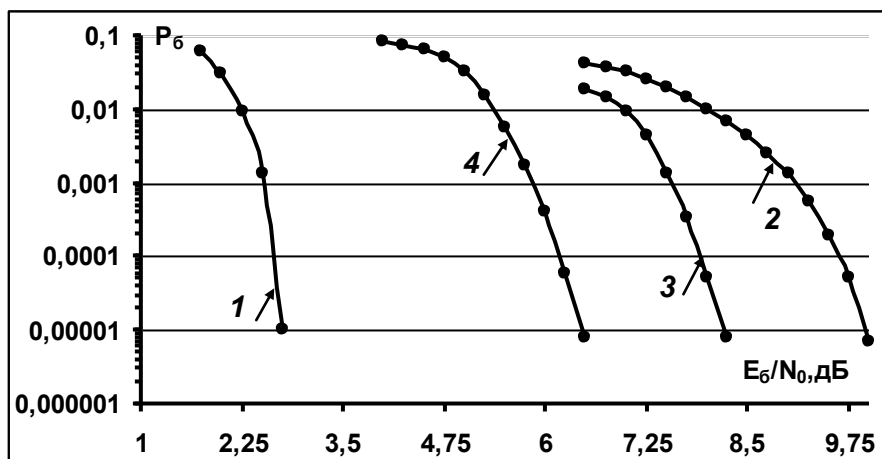


Рис.10. Вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и низкоплотного кода с кодовой скоростью 1/2 с использованием окна Кайзера ($\beta_{\text{опт}} = 6$) при наличии полигармонических помех (до 50 однотоновых сигналов): кривая 1 - отсутствие помеховых сигналов; кривая 2 - $l = 32$, $\chi = -40$ дБ; кривая 3 - $l = 16$, $\chi = -40$ дБ; кривая 4 - $l = 16$, $\chi = -20$ дБ.

Кривые 1 соответствуют наличию лишь АБГШ, вероятность $P_6 = 10^{-5}$ для сверточного кода достигается при $\frac{E_6}{N_0} = 4.0$ дБ, для низкоплотностного кода при $\frac{E_6}{N_0} = 2.8$ дБ.

Кривые 2, 3 соответствуют сигнальным конструкциям с параметрами $l = 32$, $l = 16$ ($\chi = -40$ дБ), наличию в канале АБГШ и широкополосных помех и использованию при приеме оптимальных значений порогов $P_{\text{опт}}$ (таблица 1). Для $l = 32$ (кривые 2) вероятность ошибки $P_6 = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении $\frac{E_6}{N_0} = 9.25$ дБ для сверточного кода (отличается от соответствующей вероятностной кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 5 дБ) и $\frac{E_6}{N_0} = 8.0$ дБ для низкоплотностного кода (отличается от соответствующей вероятностной кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 5.2 дБ). При уменьшении параметра l наблюдается увеличение значений сигнал/помеха, обеспечивающих эквивалентные значения ошибок P_6 - для $l = 16$ (кривые 3) вероятность $P_6 = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении $\frac{E_6}{N_0} = 11.75$ дБ для сверточного кода (отличается от соответствующей кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 7.5 дБ) и $\frac{E_6}{N_0} = 9.6$ дБ для низкоплотностного кода (отличается от соответствующей вероятностной кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 6.8 дБ).

При уменьшении общей мощности полигармонических помех относительно мощности OFDM-сигналов увеличивается эффективность алгоритмов компенсации помех, т.е. задаваемая вероятность ошибки P_6 обеспечивается при меньшем отношении $\frac{E_6}{N_0}$ при фиксированном параметре l ,

либо при уменьшении значений l при фиксированном отношении $\frac{E_{\zeta}}{N_0}$. Кривые 4 на рис.9, рис.10 соответствуют сигнальным конструкциям с параметром $l=16$, наличию в канале АБГШ и полигармонических помех с отношением $\chi = -20$ дБ и использованию при приеме оптимальных значений порогов $P_{\text{опт}}$ (таблица 1). Видно, что для сверточного кода вероятность ошибки $P_{\zeta} = 10^{-5}$ обеспечивается при отношении $\frac{E_{\zeta}}{N_0} = 8.25$ дБ (отличается от соответствующей кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 4 дБ) и $\frac{E_{\zeta}}{N_0} = 6.5$ дБ для низкоплотностного кода (отличается от соответствующей вероятностной кривой 1 при наличии лишь АБГШ на 3.7 дБ). Таким образом, в рассматриваемом случае для вероятности $P_{\zeta} = 10^{-5}$ энергетический выигрыш по отношению к кривым 3 на рис.9, рис.10, соответствующим отношению $\chi = -40$ дБ, достигает 3.5 дБ для сверточного кода и 3.1 дБ для низкоплотностного кода.

Заключение

Приведены результаты исследования эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов и помехоустойчивого кодирования при наличии полигармонических помех. Вариации количества однотональных помех (до 50) и их произвольное размещение в полосе OFDM-сигналов в составе полигармонических помех дают возможность формирования широкого класса помеховых сигналов, включая сетку тональных помех, шумовой помехи в части полосы OFDM-сигналов (до 30...50%).

Разработанные алгоритмы приема сигнальных конструкций, снижающие эффективность класса рассматриваемых помех, основаны на их компенсации в частотной области и использовании свойства увеличения базы сигнальных конструкций по отношению к исходным OFDM-сигналов. Эти алгоритмы приема включают БПФ с весовым окном, пороговое ограничение значений

спектральных составляющих и вычисление решений с выхода сигнального демодулятора, используемых при декодировании помехоустойчивых кодов.

Произведен анализ помехоустойчивости для сигнальных конструкций, формируемых с использованием сверточного кода и низкоплотностного кода с кодовой скоростью $1/2$, путем моделирования разработанных алгоритмов приема с использованием весового окна Кайзера с оптимальным значением параметра β . Моделирование произведено при наличии в канале АБГШ и полигармонических помех (до 50 однотоновых помех) с отношением сигнал/помеха $-40\dots-20$ дБ с вариацией их количества и произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов с манипуляцией ФМ2. Результаты моделирования показывают, что для рассматриваемого вида помех различие вероятностных кривых для $P_{\sigma} = 10^{-5}$ не превышает $3.1\dots9.6$ дБ по отношению к случаю их отсутствия при увеличении базы сигнальных конструкций в $16\dots32$ раза (база сигнальных конструкций с учетом избыточности помехоустойчивого кода равна $15\dots18$ дБ).

Исследование вероятностных характеристик рассматриваемых сигнальных конструкций с фазовой манипуляцией более высокого порядка, чем ФМ2 (ФМ4, ФМ8, др.) представляет предмет перспективных исследований.

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

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. Технология OFDM. М.: Горячая линия - Телеком, 2016. 352 с.
2. Liu H., Li G. OFDM-Based Broadband Wireless Networks. A John Wiley & Sons. New Jersey. 2005. P. 251.
3. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Перевод с англ. М.: Техносфера. 2006. 856 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. Ершов Р.А., Морозов О.А. Метод определения взаимной временной задержки сверхширокополосных сигналов с OFDM-модуляцией. // Радиотехника и электроника. 2017. Т.62. №2. Стр. 139-146.
9. 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.
10. Зудилин А.А., Назаров Л.Е. Анализ помехоустойчивости при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к влиянию сосредоточенных по спектру помех. // Журнал радиоэлектроники. 2017. №11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov17/4/text.pdf>
11. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Исследование эффективности алгоритмов приема сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам. // Журнал радиоэлектроники. 2017. №12. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/dec17/6/text.pdf>
12. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е., Шестопапов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра прямой

модуляцией псевдослучайной последовательностью. 2-е издание. М.: Радиософт, 2011. 550 с.

13. Калинин В.И., Чапурский В.В. Шумовые системы передачи данных с квадратурной обработкой сигналов. // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. №6. Стр. 15-22.

14. Кравченко В.Ф., Пустовойт В.И., Чуриков Д.В. Новый класс весовых и WA-систем функций Кравченко-Кайзера. // Доклады Академии наук. 2014. Т.456. №3. Стр. 295-298.

15. TM synchronization and channel coding - summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-1. Green Book. 2006.

16. 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.

Для цитирования:

Л.Е.Назаров, А.С.Зудилин. Исследование эффективности приема сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии канальных полигармонических помех. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/4/text.pdf>