

DOI: <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.1>

УДК: 621.391.01

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРИЕМА OFDM-СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ РАСПРОСТРАНЕНИИ И НАЛИЧИИ СОСРЕДОТОЧЕННЫХ ПО СПЕКТРУ ПОМЕХ

Л.Е. Назаров

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

Статья поступила в редакцию 31 мая 2022 г.

Аннотация. Приведены результаты исследований помехоустойчивости сигнальных конструкций на основе сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (orthogonal frequency division multiplexing – OFDM-сигналы) при их многолучевом распространении и при наличии аддитивных сосредоточенных по спектру помех (ССП). Показано, что алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на компенсации СПП, суть которой – нелинейная обработка входных реализаций путем ограничения или выключения спектральных составляющих с весовой обработкой входных реализаций. Произведен анализ помехоустойчивости для ряда исследуемых сигнальных конструкций с вариацией их базы с использованием низкоплотностного помехоустойчивого кода с кодовой скоростью $1/2$ и с применением весового окна Кайзера. Показано, что наиболее эффективной является нелинейная обработка с режимом выключения спектральных составляющих – энергетический выигрыш при применении режима выключения достигает 1.5 дБ по отношению к режиму ограничения. Показано также, что по отношению к каналу с аддитивным белым гауссовским шумом энергетические потери при

наличии ССП для сигнальных конструкций с базой 9 дБ не превышают 3.85 дБ, в то время как теоретическая оценка требуемой базы сигналов для организации надежной передачи информации по данному каналу превышает 20 дБ.

Ключевые слова: OFDM-сигналы, многолучевое распространение, сосредоточенные по спектру помехи, компенсация помех.

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

Автор для переписки: Назаров Лев Евгеньевич, levnaz2018@mail.ru.

Введение

OFDM-сигналы интенсивно используются в приложениях – в беспроводных локальных и городских сетях (WLAN, стандарт IEEE 802.12.11; WMAN, стандарт IEEE 802.16), в системе цифрового спутникового телевидения DVB-SH, в системах мобильной связи 4G (3GPP LTE) [1-4].

Перспективность использования этих сигналов обусловлена рядом их полезных свойств, в частности, высокой спектральной эффективностью и возможностью организации надежной передачи информации по каналам с многолучевым распространением с частотно-селективными замираниями сигналов и с межсимвольными интерференционными помехами [1-3].

Разработке и развитию теории OFDM-сигналов посвящены работы и монографии [например, 1-3]. В классе проблем, относящихся к тематике этих сигналов, важной является проблема повышения помехоустойчивости OFDM-сигналов при наличии класса мощных ССП [5-9]. С целью ее решения рассмотрены OFDM-сигнальные конструкции и алгоритмы их обработки при приеме [9-13]. В работах приведены результаты исследований относительно помехоустойчивости этих сигнальных конструкций для однолучевого канала распространения и показана перспективность этого направления для решения рассматриваемой проблемы.

Актуальным является исследование рассматриваемых сигнальных конструкций для многолучевых каналов распространения при наличии ССП.

2. Постановка задачи

OFDM-сигналы $s(t)$ представляют сумму N парциальных гармонических сигналов с манипуляционными «созвездиями» на тактовых интервалах длительностью T [1,2]. Комплексные огибающие $\dot{s}(t)$ задаются соотношением

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

Здесь $f_m = m/T$, $m = 0, 1, \dots, N-1$; значения $\dot{\alpha}_m$ задаются используемым сигнальным «созвездием» с объемом J . Для «созвездий» с 2^k -позиционной фазовой манипуляцией $J = 2^k$ и $\dot{\alpha}_i = A \exp(j\varphi_i)$, A, φ_i – амплитуда и фаза ($i = 0, 1, \dots, J-1$) сигналов. Для «созвездия» с 2-х фазовой манипуляцией (ФМ2 сигналы) $J = 2$.

ССП подобны по структуре парциальным сигналам (1), что обуславливает высокое искажающее действие этих помех относительно снижения помехоустойчивости OFDM-сигналов по сравнению с канальным аддитивным белым гауссовским шумом (АБГШ) [4]. Экспериментальные исследования спутниковых радиолиний P -частотного диапазона показали адекватность используемой в статье модели ССП – присутствует до 5 помех рассматриваемого типа, отношение мощности P_c сигналов $s(t)$ к общей мощности помех P_{Π} может достигать -20...-25 дБ [10].

Количественной мерой помехоустойчивости является вероятность ошибки на бит P_6 [4].

Увеличение базы B сигналов является одним из методов снижения искажающего влияния ССП, вероятность P_6 зависит от величины $\sqrt{BP_c/P_{\Pi}}$ – мощность ССП уменьшается в B раз [4,14]. При условии $P_{\Pi}/P_c > B$ вероятность ошибки P_6 достаточно высокая, в этом случае применяются методы компенсации ССП в сочетании с увеличением базы сигналов [13]. В работах [9-13,15] предложены сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов с увеличением их базы B и алгоритмы их приема, реализующие это направление.

Исследование помехоустойчивости данных сигнальных конструкций произведено для однолучевого канала передачи.

Цель работы – привести результаты обобщения этих исследований для многолучевых каналов передачи с использованием рассматриваемой модели ССП спутниковой радиолинии.

3. Описание модели многолучевых каналов передачи

При многолучевом распространении и условии $\tau\Delta F > 0.5$ возникают амплитудно- и фазо-частотные искажения сигналов $s(t)$ (частотно-селективные замирания). Здесь ΔF – частотная полоса сигналов; τ – параметр временного рассеяния канала [4].

Результирующий сигнал $s_r(t)$ на входе приемного устройства при условии постоянного значения центральной частоты f многолучевых компонент имеет вид [1,4]

$$s_r(t) = \sum_{i=1}^q A_i s_i(t + \tau_i) = \text{Re}(A(t) \exp(j(2\pi f t + \varphi(t))). \quad (2)$$

Здесь A_i , τ_i – амплитуды и временные задержки сигнальных компонент; q – количество лучей распространения; $A(t), \varphi(t)$ – амплитуда и фаза результирующего сигнала $s_r(t)$, полагая их случайными стационарными процессами на анализируемом временном интервале.

При распространении по спутниковым радиолиниям многолуче́вость обусловлена отражением и рассеянием сигналов на ионосферных неоднородностях [16-18]. Одна из известных моделей многолучевых каналов связывает параметры эмпирических плотностей распределения амплитуд $p(A)$ и фаз $p(\varphi)$ сигналов $s_r(t)$ с индексом сцинтилляции спутниковых радиолиний, определяемого соотношением $S^2 = (\langle A_r^4 \rangle - (\langle A_r^2 \rangle)^2) / (\langle A_r^2 \rangle)^2$ [16]. Здесь $\langle \rangle$ – операция усреднения по ансамблю сигналов.

Относительно значений индекса замирания классифицируются как слабые для $S < 0.3$, средние для $0.3 < S < 0.6$ и сильные для $S > 0.6$ [16].

Для плотности распределения $p(A)$ используется закон Релея-Райса [16]:

$$p(A) = \frac{A}{\sigma_p^2} \exp\left(-\frac{A^2 + A_0^2}{2\sigma_p^2}\right) I_0\left(\frac{AA_0}{\sigma_p^2}\right),$$

здесь A_0 – амплитуда регулярной сигнальной составляющей; σ_p^2 – мощность многолучевых компонент в составе $s_r(t)$; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Сигналы $s_r(t)$ характеризуются значением сигнал/помеха в виде отношения мощности регулярной сигнальной составляющей к мощности случайных многолучевых компонент $\gamma = A_0^2 / 2\sigma_p^2 = 1/S^2$ [16]. Отношения сигнал/помеха γ могут принимать значения до 4.4...10 дБ для средних замираний. Приведенные ниже результаты исследований помехоустойчивости сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов получены для параметра γ в данном диапазоне значений. В этом случае распространение сигналов можно представить приближенной двухлучевой моделью – первый луч соответствует регулярной сигнальной составляющей с амплитудой A_0 , второй луч соответствует случайному процессу для многолучевых компонент с средней мощностью $\sigma_p^2 = A_0^2 S^2 / 2$ так, что амплитуда их суммы имеет нормальный закон распределения с параметрами среднего A_0 и дисперсии σ_p^2 [19].

4. Сигнальные конструкции на основе OFDM-сигналов

Содержание данного раздела относительно исследуемых OFDM-сигнальных конструкций и алгоритмов обработки при их приеме даны в работах [9-15,20]. Для удобного изложения и чтения ниже приводятся основные результаты этих работ.

На рисунке 1 приведена схема формирования рассматриваемых OFDM-сигнальных конструкций [9].

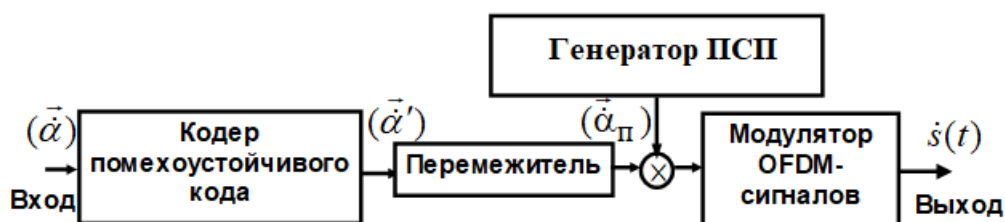


Рис.1. Схема формирования сигнальных конструкций на основе OFDM сигналов, помехоустойчивого кодирования и перемежения

На вход кодера помехоустойчивого блочного кода с кодовой скоростью R ($0 < R \leq 1$) поступают информационные символы $(\vec{\alpha})$ (объем блока K битов) [4]. С выхода кодера последовательность кодовых символов $(\vec{\alpha}')$ длительностью K/R поступает на вход перемежителя, символ с его выхода $(\vec{\alpha}_{\Pi})$ отображается в последовательность $(\alpha_{\Pi,i} p_0(i), \dots, \alpha_{\Pi,i} p_{l-1}(i))$ длительностью l действием умножителя и генератора псевдослучайной удлиняющей последовательности (ПСП). Здесь $p_j(i) = \pm 1$, ($j = 1, 2, \dots, l$) – символы ПСП. Последовательность символов с выхода умножителя длительностью Kl/R поступает на вход модулятора OFDM-сигналов, формирующего последовательность $L = Kl/RN$ OFDM-сигналов (1) с использованием ФМ2 сигналов.

Для фиксированной частотной полосы ΔF и фиксированного числа парциальных сигналов N действие умножителя и генератора ПСП эквивалентно увеличению базы рассматриваемой сигнальной конструкции в l/R раз за счет уменьшения информационной скорости по отношению к базе исходных OFDM-сигналов без кодирования [4].

Отсчеты \dot{z}_i реализации $\vec{\dot{z}}$ на выходе канала задаются соотношением:

$$\dot{z}_i = \dot{s}_{ri} + \dot{n}_i + \dot{N}_i, \quad (3)$$

здесь \dot{n}_i , \dot{N}_i - отсчеты, соответствующие АБГШ и ССП.

Реализация $\vec{\dot{z}}$ поступает на вход приемного устройства, которое содержит весовое окно с коэффициентами $w(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$; модуль вычисления спектрального преобразования в базисе Фурье размерностью N ; модуль компенсации помех ССП; генератор ПСП и умножитель; демодулятор OFDM-

сигналов; деперемежитель и декодер помехоустойчивого кода. На вход модуля компенсации ССП поступают спектральные отсчеты $\dot{S}_j(k)$, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, $j = 1, 2, \dots, l$, вычисленные с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ) с размерностью N для последовательности взвешенных входных отсчетов реализации \vec{z} .

На вход модуля компенсации ССП поступают нормированные спектральные отсчеты $\dot{S}'_j(k) = N \dot{S}_j(k) / \sum_{k=0}^{N-1} |\dot{S}_j(k)|$ ($k = 0, 1, 2, \dots, N - 1$, $j = 1, 2, \dots, l$),

где осуществляется их ограничение:

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

здесь $\operatorname{sign}(x)$ – знак аргумента x . Операция (4) осуществляется над мнимой частью $\operatorname{Im}(\dot{S}'_j(k))$ при формировании $\operatorname{Im}(\dot{S}''_j(k))$.

В варианте рассматриваемого алгоритма компенсации ССП используется также метод выключения спектральных составляющих [10]:

$$\operatorname{Re}(\dot{S}''_j(k)) = \begin{cases} \operatorname{Re}(\dot{S}'_j(k)), & \text{если } |(\dot{S}'_j(k))| < P, \\ 0, & \text{если } |(\dot{S}'_j(k))| > P. \end{cases} \quad (5)$$

Демодулятор OFDM-сигналов осуществляет вычисление решений \vec{y} для декодера помехоустойчивого кода с использованием отсчетов $\vec{S}'_j(k)$ с выхода модуля компенсации ССП:

$$\dot{y}_i = \sum_{j=1}^l \dot{S}'_j(i) p_j(i). \quad (6)$$

Декодер помехоустойчивого кода на основе символов деперемеженных отсчетов \dot{y}_i вычисляет решения относительно символов информационной последовательности $(\hat{\alpha})$.

Эффективность компенсации ССП зависит от выбора весовых окон [13], а также от значения порога P .

В работах [10,13] приведены критерии оптимальности весовых окон. Известен ограниченный ряд весовых окон со свойствами, близкими к оптимальным, например, окно Кайзера с коэффициентами $w(k) = I_0\left(\beta\sqrt{1-(2k/N-1)^2}\right) / I_0(\beta)$ [15]. Здесь $0 \leq k < N$; $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя первого рода 0-го порядка. Основные характеристики весовой функции (ширина главного лепестка, значения амплитуд боковых лепестков в частотной области) задаются параметром β .

5. Результаты моделирования алгоритмов приема

Снижение искажающего влияния ССП при использовании рассматриваемых сигнальных конструкций показано путем моделирования алгоритмов приема для АБГШ и модели ССП: существование до 5 помеховых сигналов с вариацией их количества и амплитуд и с произвольным размещением в полосе OFDM-сигналов, отношение общей мощности помеховых сигналов P_{Π} к мощности OFDM-сигналов P_c при моделировании равно $\chi = P_c / P_{\Pi} = -20$ дБ. Размерность БПФ равна $N = 1024$, использовалось сигнальное «созвездие» ФМ2. В этом случае надежная связь возможна с использованием сигналов с базой B , превышающей 20 дБ.

Моделирование произведено для сигнальных конструкций на основе помехоустойчивого низкоплотного кода с кодовой скоростью 1/2 (длина кодовых слов 2040, информационный объем – 1020 битов). Этот код сформирован на основе исходного низкоплотного кода с кодовой скоростью $\approx 7/8$ (длина кодовых слов 8176, информационный объем – 7156 битов) путем уменьшения его объема информационного блока на 6136 битов [20, 21]. Исходный код рекомендован для использования в спутниковых информационных системах [22]. Для сигнальных конструкций на основе класса низкоплотных кодов известны итеративные алгоритмы их посимвольного приема, использование которых минимизирует вероятность ошибки на информационный бит при приеме [21].

В работе [20] показано, что производный низкоплотностный код обладает большей помехоустойчивостью по сравнению с известными кодами с эквивалентной кодовой скоростью, например, энергетический выигрыш при его использовании по сравнению с известным и интенсивно используемым в приложениях свёрточным кодом превышает 1.2 дБ для $P_0 = 10^{-5}$ [4]. Значения длительности ПСП $l=1$, $l=2$ и $l=4$, использовалось весовое окно Кайзера с оптимальным значением $\beta = 5.0$ [15].

Приведенные ниже результаты исследований помехоустойчивости получены для рассмотренной выше приближенной модели двухлучевого канала с параметром γ в диапазоне значений 4.4...10 дБ, соответствующих индексу средних замираний $S = 0.6$. Временная задержка τ лучей варьировалась в пределах 0...20, что соответствует максимальному временному рассеянию до 2% относительно тактовой длительности T . На рисунке 2 приведены амплитуды спектральных составляющих OFDM сигнала при распространении по данному двухлучевому каналу (параметр $\gamma = 4.4$ дБ, значение индекса замираний $S = 0.6$, $\tau = 2$) – отношения максимальных и минимальных амплитуд достигает 4.4. По оси абсцисс отложены номера спектральных составляющих.

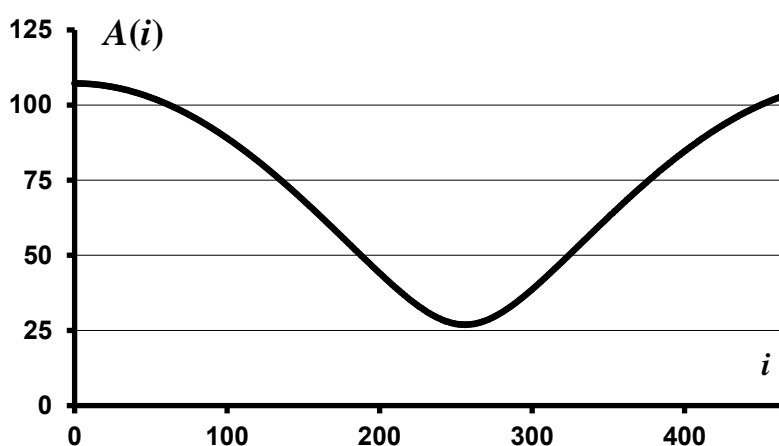


Рис.2. Амплитуды спектральных составляющих OFDM-сигнала при распространении по двухлучевому каналу

При моделировании производилась интервальная оценка вероятности P_0 путем вычисления частоты $p = x/u$, x – число ошибочных битов при приеме из переданных информационных битов объемом u . Требуемый объем u

определяется вероятностью P_6 , доверительной вероятностью $P_{\text{дов}} = 0.95$ и размером доверительного интервала $[0.5P_6, 1.5P_6]$ [23].

Моделирование показало, что для длительности ПСП $l=1$ не удается снизить искажающее действие рассматриваемой ССП.

На рисунках 3, 4 приведены зависимости вероятности ошибки P_6 от порога P при выключении (кривая 1) и ограничении (кривая 2) спектральных составляющих, отношение сигнал/помеха АБГШ $E_6/N_0 = 4.5$ дБ, параметры $l=2$ и $l=4$ соответственно, E_6 – энергия на информационный бит, N_0 – спектральная плотность (односторонняя) АБГШ. Видно, что существуют оптимальные значения порогов ограничения $P_{\text{опт}}$, определяющие минимальные вероятности P_6 . Видно также, что выключение спектральных составляющих характеризуется большей эффективностью снижения влияния ССП по отношению к ограничению спектральных составляющих.

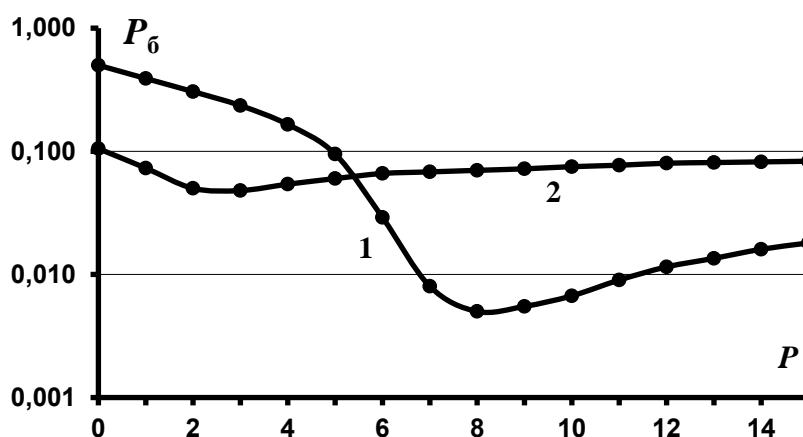


Рис.3. Зависимости вероятностей ошибки P_6 от порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов ($l=2$): 1 – выключение спектральных составляющих; кривая 2 – ограничение спектральных составляющих

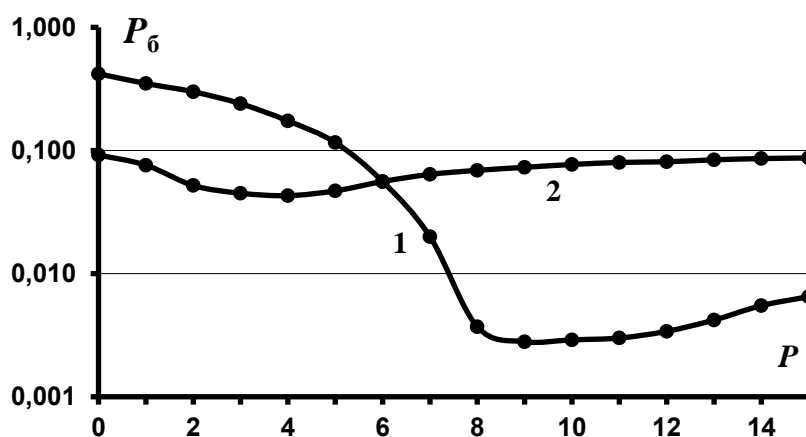


Рис.4. Зависимости вероятностей ошибки $P_{\text{б}}$ от порога P при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов ($l = 4$): 1 – выключение спектральных составляющих; кривая 2 – ограничение спектральных составляющих

На рисунках 5, 6 приведены вероятностные кривые приема OFDM-сигнальных конструкций для канала при наличии рассматриваемого комплекса помех, варьируемым параметром является сигнал/шум $E_{\text{б}}/N_0$ для АБГШ, ПСП с различной длительностью ПСП l и оптимальных значений порогов $P_{\text{опт}}$. По оси ординат даны значения вероятностей $P_{\text{б}}$, по оси абсцисс отложены значения сигнал/шум $E_{\text{б}}/N_0$.

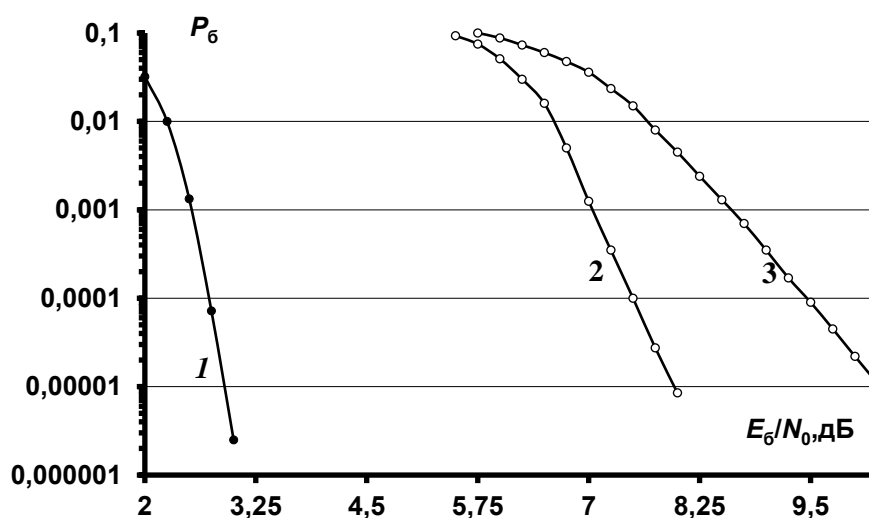


Рис.5. Зависимости вероятности $P_{\text{б}}$ от $E_{\text{б}}/N_0$ при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов ($l = 2$): 1 – наличие лишь АБГШ; 2 – выключение спектральных составляющих; 3 – ограничение спектральных составляющих

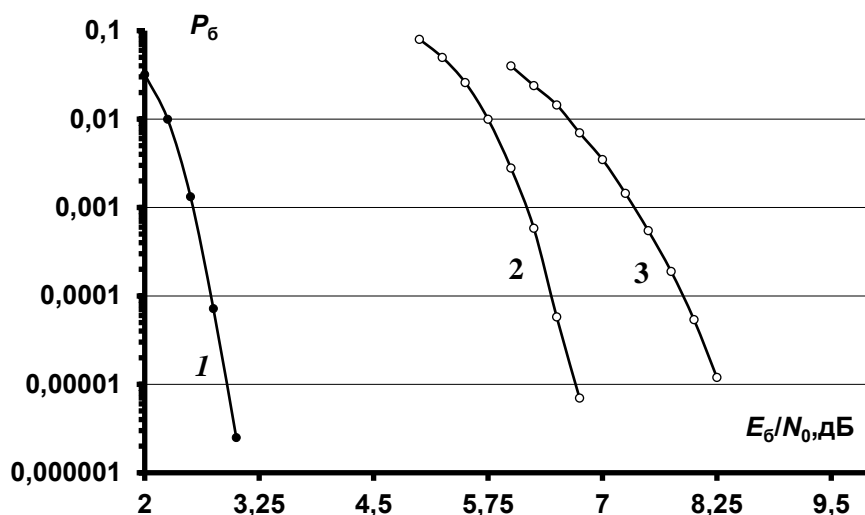


Рис.6. Зависимости вероятности P_6 от E_6/N_0 при приеме сигнальной конструкции на основе OFDM-сигналов ($l = 4$): 1 – наличие лишь АБГШ; 2 – выключение спектральных составляющих; 3 – ограничение спектральных составляющих

Кривые 1 соответствуют наличию лишь АБГШ, вероятность $P_6 = 10^{-5}$ достигается при $E_6/N_0 = 2.9$ дБ [20]. Кривые 2 и 3 определены для алгоритма приема с режимами нелинейной обработки и с оптимальными порогами $P_{\text{опт}}$ для ограничения (4) и выключения спектральных составляющих (5) соответственно.

На рисунке 5 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе ПСП с длительностью $l = 2$ (общая база с учетом кодовой скорости кода $B = 6$ дБ) при наличии АБГШ и ССП. Видно, что при ограничении и выключении спектральных составляющих вероятность ошибки $P_6 = 10^{-5}$ достигается при $E_6/N_0 = 10.25$ дБ и 8 дБ и различия по отношению к каналу АБГШ не превышают 7.35 дБ и 5.1 дБ соответственно.

При увеличении длины ПСП l (при увеличении базы сигналов B) наблюдается снижение искажающего влияния ССП. На рисунке 6 приведены вероятностные кривые для сигнальных конструкций на основе ПСП с длительностью $l = 4$ (общая база с учетом кодовой скорости кода $B = 9$ дБ) при наличии АБГШ и ССП. При ограничении и выключении спектральных

составляющих вероятность ошибки $P_G = 10^{-5}$ достигается при $E_G / N_0 = 8.25$ дБ и 6.75 дБ и различия по отношению каналу АБГШ не превышают 5.35 дБ и 3.85 дБ соответственно.

Заключение

Приведены результаты исследований помехоустойчивости сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при их многолучевом распространении и при наличии ССП. Алгоритмы приема этих сигнальных конструкций основаны на компенсации ССП, суть которой – нелинейная обработка сигналов путем ограничения или выключения спектральных составляющих с весовой обработкой входных реализаций.

Анализ помехоустойчивости для рассматриваемой модели канала передачи и модели ССП произведен для сигнальных конструкций с использованием ПСП (длительности ПСП $l=2$ и $l=4$) и блочного низкоплотного помехоустойчивого кода с кодовой скоростью $R=1/2$ с применением при приеме весового окна Кайзера. Результаты моделирования показывают, что наиболее эффективной является нелинейная обработка с режимом выключения спектральных составляющих, амплитуды которых превышают задаваемый порог ограничения – энергетический выигрыш при применении режима выключения достигает 1.5 дБ по отношению к режиму ограничения.

Моделирование также показало, что по отношению каналу АБГШ энергетические потери при наличии ССП для сигнальных конструкций (параметр длины ПСП $l=2$) с базой $B=6$ дБ не превышают 5.1 дБ. При увеличении длины ПСП энергетические потери уменьшаются и для $l=4$ (база $B=9$ дБ) не превышают 3.85 дБ, в то время как теоретическая оценка требуемой базы сигналов для организации надежной передачи информации по данному каналу превышает 20 дБ.

Финансирование: Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект №20-07-00525).

Литература

1. Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П. *Технология OFDM*. Москва, Горячая линия-Телеком. 2016. 280 с.
2. Schulze H., Luders C. *Theory and Application of OFDM and CDMA. Wideband Wireless Communications*. A John Wiley & Sons Ltd. England. 2005. 421 p.
3. Liu H., Li G. *OFDM-Based Broadband Wireless Networks*. A John Wiley & Sons. New Jersey. 2005. 251 p.
4. Скляр Б. *Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение*. Москва, Издательский дом «Вильямс». 2003. 1104 с.
5. Darsena D., Verde F. Successive NBI cancellation using soft decision for OFDM systems. *IEEE Signal Processing Letters*. 2008. №15. P.873-876.
6. Goma A., Al-Dhahir N. A Sparsity-Aware Approach for NBI Estimation in MIMO-OFDM. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. 2011. V.10. №6. P.1854-1862.
7. Darsena D., Gelli G., Verde F. Perfect symbol recovery and NBI suppression in MIMO-OFDM systems. *Electronics Letters*. 2014. V.50. №3. P.225-227.
8. Altous H., Barhumi I., Al-Dhahir N. Narrow-band Interference Mitigation Using Compressive Sensing for AF-OFDM Systems. *12-th IEEE International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WIMOB 2016)*. New York–USA. 2016. 17-19 October.
9. Зудилин А.С., 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>
10. Кравченко В.Ф., Назаров Л.Е., Пустовойт В.И. Исследование эффективности весовых окон Кравченко при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов при наличии сосредоточенных по спектру помех.

Радиотехника и электроника. 2019. Т.64. №10. С.976-983. <https://doi.org/10.1134/S0033849419100073>

11. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Алгоритмы нелинейной помехоустойчивой обработки при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2020. № 3. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2020.3.2>
12. Назаров Л.Е. Итеративный алгоритм посимвольного приема OFDM сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.2>
13. Кравченко В.Ф., Назаров Л.Е., Пустовойт В.И. Помехоустойчивый прием сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием и обработкой весовыми функциями. *Доклады Российской академии наук. Математика, информатика, процессы управления.* 2020. Т.495. С.95–99. <https://doi.org/10.31857/S2686954320060090>
14. 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. С.84-94.
15. Назаров Л.Е., Зудилин А.С. Эффективность окон Кайзера и Кравченко-Кайзера при приеме сигнальных конструкций на основе OFDM-сигналов, устойчивых к сосредоточенным по спектру помехам. *Физические основы приборостроения.* 2018. Т.7. №3(29). С.26-36.
16. Батанов В.В., Назаров Л.Е. Статистические модели трансионосферных радиолиний с амплитудным замиранием сигналов. *Электромагнитные волны и электронные системы.* 2021. Т.26. №5. С.15–22. <https://doi.org/10.18127/j15604128-202105-02>
17. Яковлев О.И., Якубов В.П., Урядов В.П., др. *Распространение радиоволн.* Москва, ЛЕНАНД. 2009. 496 с.
18. Crane R.K. Ionospheric Scintillation. *Proceeding of IEEE.* 1977. V.2. P.180-199.

19. Левин Б.Р. *Теоретические основы статистической радиотехники. Книга первая*. Москва, издательство «Советское радио». 1969. 752 с.
20. Назаров Л.Е. Итеративный алгоритм посимвольного приема OFDM сигнальных конструкций при наличии сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2021. №12. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2021.12.2>
21. Li J., Lin S., Abdel-Chaffar K., Ryan W.E., Costello D.J. Jr. *LDPC Code Designs, Constructions, and Unification*. United Kingdom, Cambridge University Press. 2017. 248 p.
22. *TM synchronization and channel coding – summary of concept and rationale. Information report CCSDS 130.1-G-3. Green Book*. Information Report. Washington, DC, USA. 2020. P.130.
23. Боровков А.А. *Математическая статистика*. Москва, наука. Главная редакция физико-математической литературы. 1984. 472 с.

Для цитирования:

Назаров Л.Е. Исследование вероятностных характеристик приема ofdm-сигнальных конструкций при многолучевом распространении и наличии сосредоточенных по спектру помех. *Журнал радиоэлектроники* [электронный журнал]. 2022. №8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.8.1>