

УДК 621.391.01

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ ПЕРЕДАТЧИКА НА МНОГОЧАСТОТНЫЕ СИГНАЛЫ С ОРТОГОНАЛЬНЫМ ЧАСТОТНЫМ МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕМ

¹Л. Е. Назаров, ²А. С. Зудилин

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН, г.Фрязино

²ОАО “Российские космические системы”, г. Москва

Получена 9 декабря 2010 г.

Аннотация. Приведены результаты исследований влияния нелинейностей передатчика на эффективность передачи многочастотных сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием, характеризующихся высокими значениями пик/фактор.

Ключевые слова: нелинейности передатчика, OFDM сигналы, интермодуляционные помехи, турбо-коды.

Введение

Многочастотные сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием рассматриваются как одни из наиболее перспективных сигналов для передачи информации по каналам с многолучевостью [1]. Эти сигналы являются базовыми для ряда принятых протоколов, например, IEEE802.16 [2].

Рассматриваемые сигналы имеют высокие значения отношений пиковой мощности к средней мощности (пик/фактор) [1]. Поэтому при передаче данных сигналов с использованием нелинейных передатчиков возникают искажения амплитуда/амплитуда (АМ/АМ) и амплитуда/фаза (АМ/ФМ), определяющие интермодуляционные помехи и фазовые искажения в дополнение к канальным аддитивным шумам [3]. Исследования этих эффектов проведены для

рассматриваемых сигналов без кодирования, а также с использованием с относительно простыми схемами помехоустойчивого кодирования, например, в сочетании со сверточными кодами [4].

В настоящей работе приведены результаты исследований влияния нелинейностей на передачу данных сигналов в сочетании со значительно более эффективной по сравнению со сверточными кодами схемой помехоустойчивого кодирования, входящей в класс турбо-кодов [5,6]. Исследования произведены путем моделирования процедуры обработки сигналов при их приеме с использованием моделей нелинейных амплитудных и фазовых искажений передатчиков на основе лампы бегущей волны.

1. Постановка задачи

Многочастотные сигналы с ортогональным частотным мультиплексированием, известные в литературе также как OFDM сигналы (orthogonal frequency-division multiplexing) [1,2], представляют сумму N гармонических парциальных сигналов с различными “созвездиями” $\dot{\alpha}_i$ при их модуляции и с различными несущими частотами $f_m, 0 \leq m < N$. Спектры этих сигналов пересекаются в общей полосе, поэтому они характеризуются большей частотной эффективностью по отношению к ортогональным сигналам с частотным разделением, не имеющих пересечения спектров.

Формирование OFDM сигналов производится следующим образом. На основе последовательности двоичных кодовых символов объемом L , поступающей с выхода кодера помехоустойчивого кода на вход модулятора сигналов, формируется блок из N комплексных символов $\{\dot{\alpha}_0, \dot{\alpha}_1, \dots, \dot{\alpha}_{N-1}\}$, которые определяют комплексную огибающую OFDM сигналов

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

Здесь $\dot{\alpha}_m$ принимает одно из J возможных значений из сигнального “созвездия” $\dot{\alpha}_m = a_m + jb_m$, $L = N \log_2 J$.

Ортогональность парциальных сигналов обеспечивается выбором значения частот $f_m = \frac{m}{T}$ для двумерных сигналов (“созвездия” многофазовой модуляции ФМ-М или квадратурной фазовой модуляции QAM-М) и $f_m = \frac{m}{2T}$ для одномерных сигналов (“созвездия двухфазовой модуляции ФМ-2) [1]. Здесь T - длительность сигналов.

Важным параметром радиосигналов является пик/фактор $\sigma_s^2 = \max_t |s(t)|^2 / P_c$, где P_c - средняя мощность радиосигналов [3]. Пик/фактор σ_s^2 определяет динамический диапазон радиосигналов и при его высоком значении необходимо снижать выходную мощность передатчика с нелинейностями относительно номинального значения с целью уменьшения интермодуляционных помех и внеполосных излучений до требуемых значений.

Исследуемые OFDM сигналы характеризуются высокими значениями пик/фактора - для “созвездий” с постоянной мощностью верно соотношение $\sigma_s^2 = 2N$ [1]. Это является недостатком данных сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей. Поэтому актуальной является проблема исследования влияния нелинейностей передатчика на OFDM сигналы в совокупности со схемами помехоустойчивого кодирования, в частности, с наиболее эффективными кодами, обеспечивающими практически предельные вероятностные характеристики при передаче информации. В качестве подобной схемы кодирования ниже рассмотрен турбо-код, описание его структуры приведены в работе [6].

2. Описание сигнально-кодовых конструкций и процедуры их обработки при приеме

Рассматриваемый турбо-код формируется на основе объединения двух кодов - внешнего и внутреннего кодов C_1 и C_2 . Его особенностью является то, что составляющие коды входят в класс простейших блочных кодов, что обуславливает низкую сложность результирующего алгоритма приема по

отношению к алгоритмам приема известных в литературе турбо-кодов [5]. Блок-схеме кодера рассматриваемого турбо-кода, приведена на рис.1.

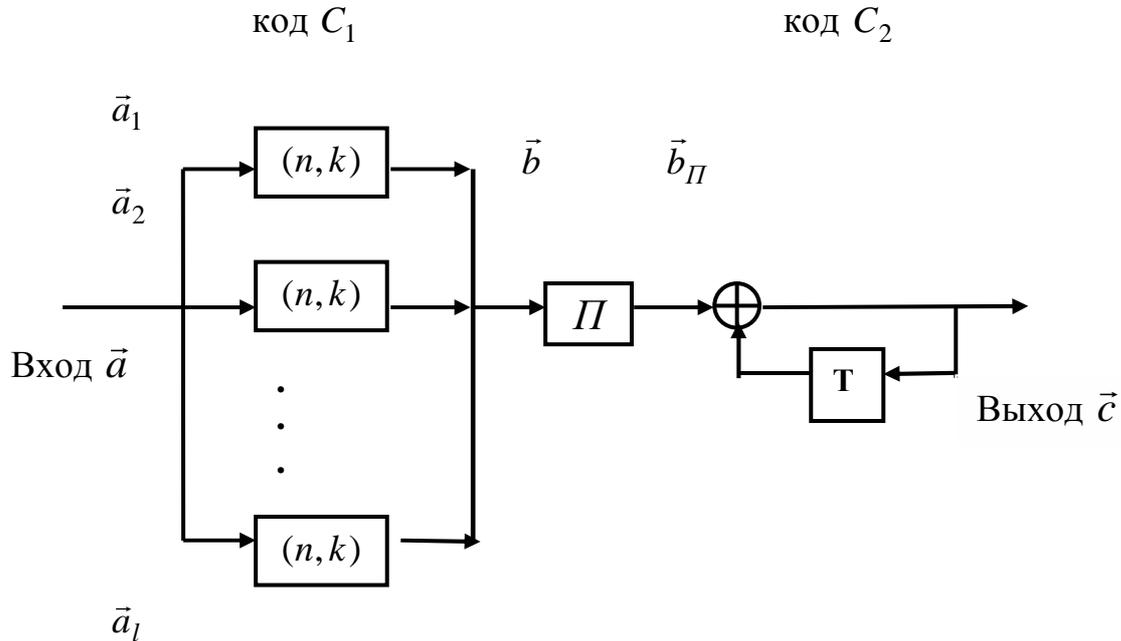


Рис.1. Блок-схема кодера турбо-кода на основе рекурсивного сверточного кода с двумя состояниями кодовой решетки (Т – элемент задержки на такт, П - перемежитель).

Код C_1 включает l идентичных блоковых кодов (n, k) . Здесь n - длительность кодовых слов, k - объем информационного блока. В качестве составляющего кода в составе кода C_1 используется блоковый биортогональный код с параметрами (7,3).

В качестве внутреннего кода C_2 используется блоковый код (nl, kl) , эквивалентный усеченному рекурсивному сверточному коду с кодовой скоростью 1 и длиной кодового ограничения 1 (число состояний кодовой решетки равно 2).

При моделировании задавались параметры турбо-кода: $l = 500$. Информационный объем турбо-кода равен $K = 1500$ битов, длительность кодовых слов равна $L = 3500$ символов, кодовая скорость равна $3/7$.

На вход канала поступает вещественная реализация $y(t) = g(\text{Re}\{\dot{s}(t)\exp(j2\pi f_0 t)\})$, где f_0 - центральная частота радиосигналов, $g(x)$ - функция нелинейности передатчика. Для используемого при исследовании двумерного сигнального “созвездия” ФМ-4 длительность последовательности комплексных символов, определяющая комплексную огибающую OFDM сигналов $\dot{s}(t)$ (1), равна $N = 1750$.

В приемном устройстве осуществляется обработка реализации $x(t) = y(t) + n(t)$ с выхода канала с аддитивным белым гауссовским шумом $n(t)$ (АБГШ канал) и принимается решение относительно переданной информационной последовательности. Обработка содержит два этапа. На первом этапе на основе $x(t)$ производятся оценки “мягких” решений комплексных символов $\{\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_{N-1}\}$ в соответствии с правилом

$$\hat{\alpha}_m = \int_0^T \dot{x}(t) \cdot \exp(j2\pi f_m t), m = 0, 1, 2, \dots, N - 1. \quad (2)$$

Здесь $\dot{x}(t)$ - комплексная амплитуда реализации $x(t)$.

При цифровой реализации процедур формирования OFDM сигналов (1) и при оценке “мягких” решений (2) применяется производительная процедура быстрого спектрального преобразования в базисе Фурье [1,2].

На втором этапе на основе “мягких” решений $\{\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_{N-1}\}$ и априорных вероятностей кодовых символов реализуется прием рассматриваемого турбо-кода. Алгоритм приема итеративный [5,6], суть которого - вычисление отношений правдоподобия для апостериорных вероятностей символов кодовых слов турбо-кода и ее представление в виде суммы трех составляющих, связанных с решениями $\hat{\alpha}_0, \hat{\alpha}_1, \dots, \hat{\alpha}_{N-1}$, с отношениями априорных вероятностей символов кодовых слов и с функционалами от отношений апостериорных вероятностей символов (*extrinsic information*) (EI) [6]. Для последующей итерации величины EI используются как априорные вероятности символов кодовых слов.

3. Модели нелинейностей

Рассмотрим принятые в литературе модели нелинейностей передатчика АМ/АМ и АМ/ФМ. Для входного узкополосного сигнала с комплексной амплитудой $\dot{s}(t) = |\dot{s}(t)| \exp(j\theta(t))$ комплексная амплитуда сигнала с выхода передатчика, рассматриваемого как неинерционное нелинейное устройство, имеет вид [7]

$$\dot{y}(t) = G(|\dot{s}(t)|) \cdot \exp(\theta(t) + \Omega(|\dot{s}(t)|)). \quad (2)$$

Здесь $G(x), \Omega(x)$ - нелинейности АМ/АМ и АМ/ФМ.

Для передатчиков на основе лампы бегущей волны (ЛБВ) модельные нормализованные представления $G(x), \Omega(x)$ имеют вид [7]

$$G(x) = \frac{2x}{1+x^2}, \quad \Omega(x) = \frac{\pi}{3} \frac{x^2}{1+x^2}. \quad (3)$$

В точке насыщения при $x = 1$ имеем $G(x) = 1, \quad \Omega(x) = \pi/6$.

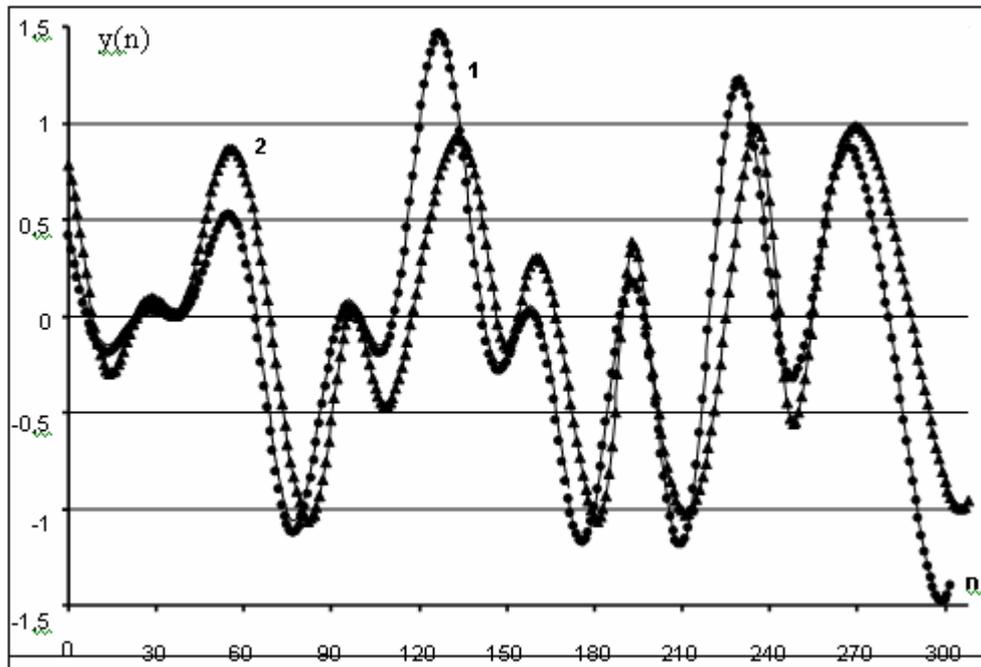


Рис.2. Фрагменты дискретизированного OFDM сигнала на входе ЛБВ (кривая 1) и на выходе ЛБВ (кривая 2) ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4).

В качестве примера на рис.2 приведены фрагменты дискретизированного OFDM сигнала на входе ЛБВ и на ее выходе. Видны отличия кривых за счет влияния нелинейностей (3). На рис.3 приведены вероятностные кривые (зависимость вероятности ошибки на бит P_b от отношения E_b/N_0), полученные путем моделирования приема OFDM сигналов при передаче по АБГШ каналу. Здесь E_b - энергия сигналов на бит, N_0 - односторонняя спектральная плотность шума. Кривая 1 соответствует передаче OFDM сигналов без кодирования по линейному каналу ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4), кривая 2 получена для данных сигналов, передаваемых по каналу с нелинейностями (3). В этом случае влияние нелинейностей приводит к существенному ухудшению помехоустойчивости.

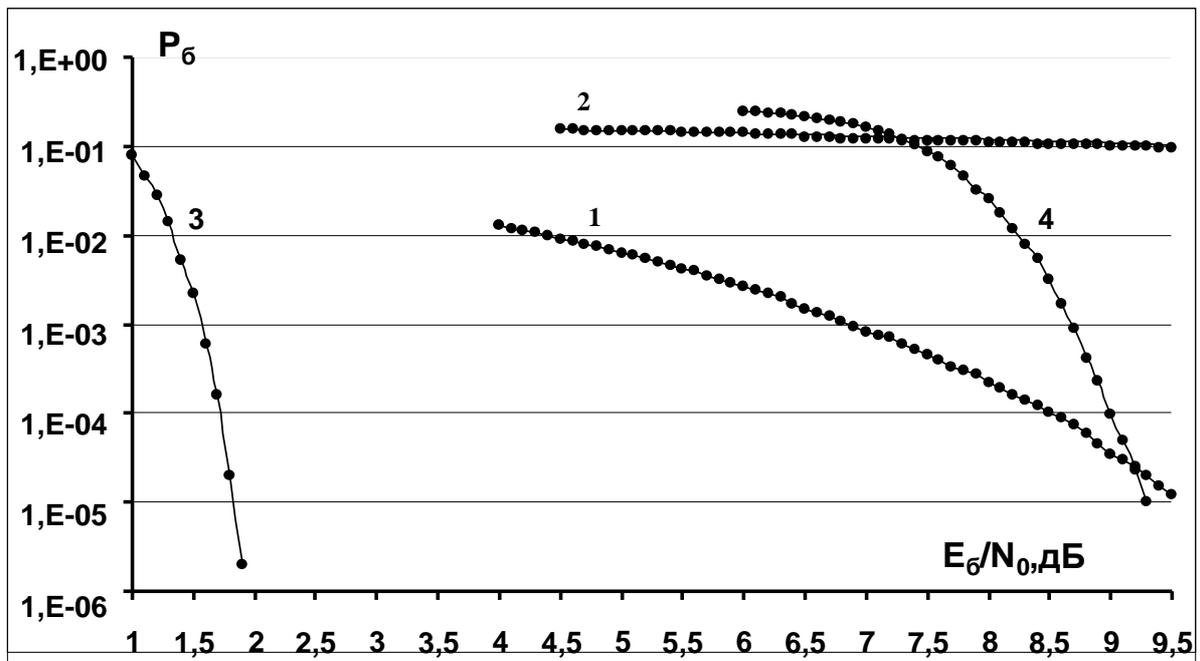


Рис.3. Вероятностные кривые OFDM сигналов при передаче по АБГШ каналу: 1 - линейный канал ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4 без кодирования), 2 - канал с нелинейностями ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4 без кодирования), 3 – линейный канал ($N = 1750$, “созвездие” ФМ-4, турбо-код с кодовой скоростью 3/7), 4 – канал с нелинейностями ($N = 1750$, “созвездие” ФМ-4, турбо-код с кодовой скоростью 3/7).

Кривые 3,4 на рис.3 соответствуют аналогичным вероятностным кривым для OFDM сигналов в совокупности с рассматриваемым турбо-кодом. Кривая 3 получена для линейного канала, кривая 4 получена для канала с нелинейностями (3) (“созвездие” ФМ-4). Энергетические потери для канала с нелинейностями по отношению к линейному каналу превышают 7 дБ.

Известные методы борьбы с нелинейностями основаны на линеаризации каналов, а также на снижении мощности OFDM сигналов на входе передатчика с целью его работы в режиме, близком к линейному режиму.

Суть методов линеаризации - искажение сигналов на входе передатчика $\hat{s}(t) = F(|\dot{s}(t)|) \cdot \exp(\theta(t) + \Phi(|\dot{s}(t)|))$ с целью компенсации амплитудной и фазовой нелинейностей. Для этого необходимо, чтобы функции $F(x), \Phi(x)$ являлись решениями системы уравнений [7]

$$G(F(|\dot{s}(t)|)) = |\dot{s}(t)|, \quad (4)$$

$$\Omega(F(|\dot{s}(t)|)) + \Phi(|\dot{s}(t)|) = 0. \quad (5)$$

Разработаны методы решения системы (4), (5) [4,7]. В работе [4] приведены методы линеаризации, основу которых составляют решения данной системы с использованием приближения функции $G(F(x))$ к аппроксимирующей функции $f(x)$. В качестве аппроксимирующей функции $f(x)$ в [4] использовалось симметричное ограничение с зоной линейности

$$f(x) = \begin{cases} x, & \text{если } |x| \leq 1 \\ \frac{x}{|x|}, & \text{если } |x| > 1 \end{cases} \quad (6)$$

Функция $\Phi(x)$ соответствовала решению системы (4), (5). В этом случае снижение мощности входных сигналов на Ibo (дБ) соответствует близкому к линейному снижению мощности выходного сигнала на Obo (дБ), что определяет увеличение вероятности ошибки при приеме. Вместе с тем, снижается мощность интермодуляционных помех. Поэтому существует оптимальное значение Ibo_{opt} (оптимальное значение Obo_{opt}), определяющее достижение минимальной вероятности ошибки P_{σ} . Снижение эффективности

передатчика при генерации OFDM сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей, при генерации которых передатчик работает в режиме насыщения ($I_{bo}=0$ дБ), можно оценить соотношением $\Delta = (E_{\bar{b}} / N_0)_{мин}$. Здесь $(E_{\bar{b}} / N_0)_{мин}$ - увеличение мощности сигнала, требуемое для компенсации интермодуляционных помех при значении $I_{bo_{opt}}$ и достижения задаваемой вероятности $P_{\bar{b}}$ для линейного канала (при моделировании задавалось значение $P_{\bar{b}} = 10^{-5}$).

Теоретическому анализу интермодуляционных помех и оцениванию значений Δ при использовании аппроксимирующих функций $f(x)$ в виде симметричного ограничения с зоной линейности и предельного симметричного ограничения без зоны нелинейности посвящен ряд работ, например [3,8]. В работе [3] приведены аналитические выражения для мощности интермодуляционных помех и оценки Δ при использовании функции $f(x)$ для ансамблей ортогональных сигналов, входящих в класс сигналов с частотным разделением. В работе [8] рассмотрено влияние нелинейности в виде предельного симметричного ограничителя без зоны линейности на сумму гармонического сигнала и сильного гауссовского сигнала, одномерная плотность амплитуды огибающей которого распределена по закону Рэлея. Показано, что в этом случае выполняется соотношение $P_c / P_{имод} \cong 9.35$ дБ на краях полосы сигналов и $P_c / P_{имод} \cong 7.8$ дБ в центре полосы сигналов с точностью до 1 дБ. Здесь $P_{имод}$ - мощность интермодуляционных помех в полосе сигналов, P_c - мощность выходного гармонического сигнала.

При теоретическом оценивании мощности интермодуляционных помех $P_{имод}$ и значений Δ для OFDM сигналов и рассматриваемых функций $f(x)$ данные методики также можно применять.

4. Анализ результатов моделирования

На рис.4 приведены значения отношения сигнал/помеха $h(i) = P_{c,n}(i) / P_{имод,n}(i)$ (дБ) для парциальных сигналов при использовании

предельного симметричного ограничителя без зоны линейности (OFDM без кодирования, $N = 256$, “созвездие” ФМ-4). Здесь $P_{c,n}(i)$ - мощность выходного парциального сигнала, $P_{имод,n}(i)$ - мощность интермодуляционной помехи в полосе парциального сигнала с номером $i, i = 0, 1, \dots, N - 1$. Значения h получены путем обработки искаженных OFDM сигналов с выхода нелинейного элемента.

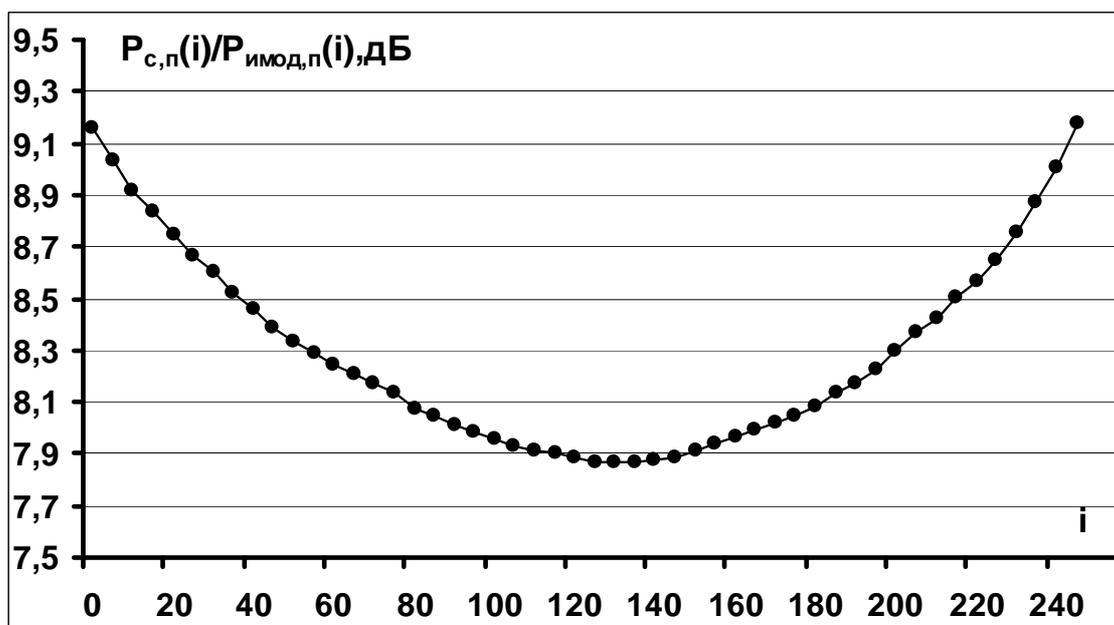


Рис.4. Зависимость отношения сигнал/помеха $P_{c,n}(i)/P_{имод,n}(i)$ парциальных сигналов от их номера i , соответствующие предельному симметричному ограничению без зоны линейности ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4).

Оценивание значений $h(i)$ осуществлялось в соответствии с методикой, приведенной в [8]. Оценивание суммарной мощности $P_{имод,n}(i) + P_{c,n}(i)$ производилось при помощи свертки искаженного OFDM сигнала с выхода нелинейного элемента с данным парциальным сигналом с номером i . При этом полагался малым вклад в суммарную мощность за счет корреляции парциального сигнала и интермодуляционных помех. Оценивание мощности интермодуляционной помехи $P_{имод,n}(i)$ производилось при отсутствии парциального сигнала с номером i при помощи свертки искаженного OFDM сигнала с выхода нелинейного элемента с базисной функцией $\exp(j2\pi f_i t)$.

Поведение кривой на рис.4 согласуется с результатами теоретического анализа - наблюдается повышение рассматриваемого отношения сигнал/помеха на краях полосы сигналов ($h(0) = h(256) = 9.16$ дБ) и понижение в центре полосы сигналов ($h(128) = 7.8$ дБ). Различие приведенных значений сигнал/помеха достигает 1.36 дБ, что практически совпадает с приведенной выше теоретической оценкой данных величин. Объяснение этому заключается в том, что OFDM сигнал при большом количестве парциальных сигналов ($N \gg 1$) можно рассматривать как гауссовский сигнал [9]. В этом случае для OFDM сигнала справедлива модель суммы гармонического парциального сигнала и сильного гауссовского сигнала, для анализа интермодуляционных помех этой модели можно применить рассмотренную методику [8].

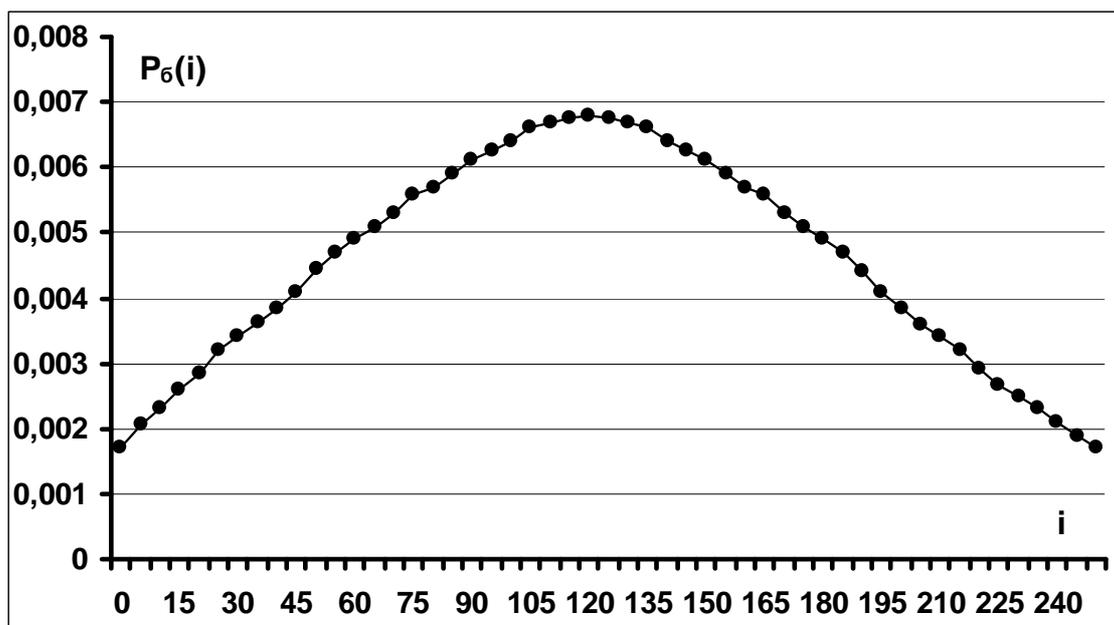


Рис.5. Зависимость вероятности $P_{\text{б}}(i)$ ошибочного приема битов парциального сигнала с номером i для OFDM сигналов без кодирования и с использованием нелинейной функции предельного симметричного ограничения без зоны линейности ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4).

На рис.5 приведена зависимость вероятности $P_{\text{б}}(i)$ ошибочного приема битов парциального сигнала с номером i для рассмотренного ансамбля OFDM сигналов без кодирования и с использованием предельного симметричного

ограничения без зоны линейности. Данная зависимость получена путем моделирования. Видно, что значения $P_{\sigma}(i)$ максимальны в центре полосы сигналов $P_{\sigma}(128) = 0.0068$ и минимальны на краях полосы $P_{\sigma}(0) = P_{\sigma}(256) = 0.0017$. Поведение данной вероятностной кривой согласуется с кривой $h(i)$ на рис.4. Для сигнального “созвездия” ФМ-4 выполняется соотношение $h(i) = 2E_{\sigma}(i)/N_0$. С учетом этого вычислены теоретические вероятности ошибки $P_{\sigma}(i)$ для величины $E_{\sigma}(128)/N_0 \cong 6.16$ дБ в центре полосы и $E_{\sigma}(0)/N_0 \cong 4.8$ дБ на краях полосы, равные $P_{\sigma} = 0.0065$ и $P_{\sigma} = 0.002$ соответственно. Эти значения вероятностей практически совпадают со значениями, полученными при моделировании.

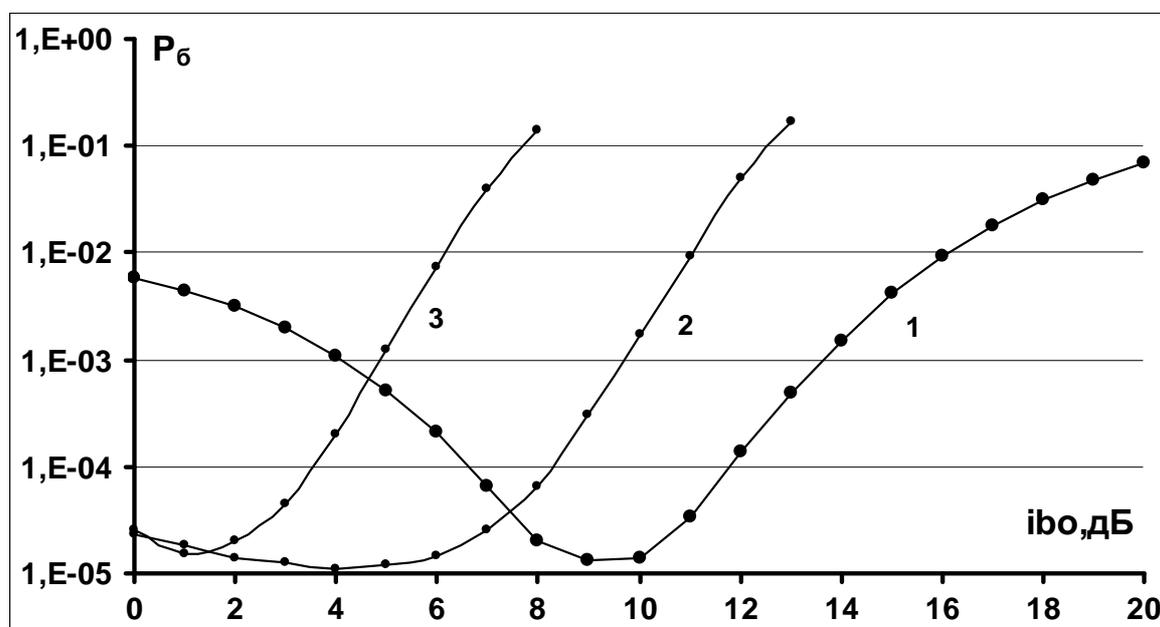


Рис.6. Вероятностные кривые для сигнально-кодовых конструкций при изменении параметра I_{bo} : 1 - OFDM сигналы без кодирования; 2 - OFDM сигналы со сверточным кодом с кодовой скоростью 1/2; 3 - OFDM сигналы с турбо-кодом с кодовой скоростью 3/7.

На рис.6 приведены зависимости вероятности ошибки P_{σ} при изменении параметра I_{bo} , полученные путем моделирования соответствующих алгоритмов приема для ряда сигнально-кодовых конструкций на основе OFDM сигналов при использовании симметричного ограничения с зоной линейности

(б). Кривая 1 соответствует приему OFDM сигналов без кодирования ($N = 256$, “созвездие” ФМ-4). Видно, что $Ibo_{opt} = 9.5$ дБ, при этом вероятность ошибки $P_{\delta} = 10^{-5}$ достигается при значении $(E_{\delta}/N_0)_{min} = 4.9$ дБ. То есть для данной конструкции снижение эффективности передатчика при генерации OFDM сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей оценивается значением $\Delta = 4.9$ дБ.

Кривая 2 соответствует приему OFDM сигналов в сочетании со сверточным кодом с кодовой скоростью 1/2 ($N = 1750$, “созвездие” ФМ-4). В этом случае значение Ibo_{opt} равно $Ibo_{opt} = 4.5$ дБ, при этом вероятность ошибки $P_{\delta} = 10^{-5}$ достигается при значении $(E_{\delta}/N_0)_{min} = 2.75$ дБ. Для данной сигнальной конструкции снижение эффективности передатчика при генерации OFDM сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей оценивается значением $\Delta = 2.75$ дБ.

Кривая 3 соответствует приему OFDM сигналов в сочетании с рассматриваемым турбо-кодом с кодовой скоростью 3/7 (“созвездие” ФМ-4). В этом случае оптимальное значение равно $Ibo_{opt} = 1.15$ дБ, при этом вероятность ошибки $P_{\delta} = 10^{-5}$ достигается при значении $(E_{\delta}/N_0)_{min} = 2.05$ дБ. Для данной сигнальной конструкции на основе турбо-кода снижение эффективности передатчика при генерации OFDM сигналов по отношению к сигналам с постоянной огибающей оценивается значением $\Delta = 2.05$ дБ.

Заключение

Приведены результаты исследований по оцениванию влияния нелинейностей передатчика типа АМ/АМ, АМ/ФМ на передачу сигнально-кодовых конструкций на основе многочастотных сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием в сочетании с сигнальным “созвездием” ФМ-4 и со схемами помехоустойчивого кодирования. При теоретическом анализе интермодуляционных помех для искаженных OFDM сигналов на выходе симметричного ограничения с зоной линейности и предельного

симметричного ограничения без зоны нелинейности можно применять известные методики, разработанные для сигналов с частотным разделением.

Рассмотрена схема помехоустойчивого кодирования, входящая в класс турбо-кодов и более эффективная по сравнению со сверточными кодами. Путем моделирования алгоритмов приема для линеаризованного канала на основе функции амплитудной нелинейности в виде симметричного ограничения с зоной линейности показано, что снижение эффективности передатчика при генерации OFDM сигналов в сочетании с турбо-кодом по отношению к сигналам с постоянной огибающей не превышает 2.05 дБ. Это значение меньше на 0.7 дБ по отношению к сигнальным конструкциям на основе сверточных кодов с эквивалентной кодовой скоростью и меньше на 2.85 дБ по отношению к сигнальной конструкции без кодирования.

Литература

1. Hara S., Prasad R. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications. Artech House. Boston. 2003.
2. Liu H., Li G. OFDM-Based Broadband Wireless Networks. A John Wiley & Sons. New Jersey. 2005.
3. Тепляков И.М., Рощин Б.В., Фомин А.И., Вейцель В.А. Радиосистемы передачи информации. М.: Радио и связь. 1982.
4. Benedetto M-G.D., Mandarini P. An Application of MMSE Predistortion to OFDM Systems.// IEEE Transactions on Communications. 1996. Vol.44. N11. P.1417-1420.
5. Solemani M.R., Gao Y., Vilaipornsawai U. Turbo Coding for Satellite and Wireless Communications. New York. Kluwer Academic Publishers. 2002. 214 p.
6. Назаров Л.Е., Головкин И.В. Последовательные турбо-коды с пониженной сложностью алгоритмов приема.// Радиотехника и электроника. 2010. №10. С.1193-1199.
7. Saleh A.A.M., Salz J. Adaptive Linearization of Power Amplifiers in Digital Radio Systems.// The Bell System Technical Journal. 1983. Vol.62. N4. P.1019-1033.

8. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь. Пер. с англ. М.:Связь. 1979.
9. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Радио и связь. 1986.