

ПИКФАКТОР СИГНАЛОВ OFDM И НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ В РАДИООБОРУДОВАНИИ СИСТЕМ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА

Шинаков Ю.С., д.т.н., профессор, зав. кафедрой Московского технического университета связи и информатики, e-mail: shinarov1@mtuci.ru.

Ключевые слова: беспроводной доступ, пикфактор, технология OFDM, нелинейные искажения, имитационное моделирование.

Введение

Беспроводные системы доступа обладают рядом очевидных преимуществ, таких как относительно низкая стоимость построения сети и доступность для мобильных абонентов. С другой стороны фундаментальным фактором, ограничивающим широкое распространение беспроводных систем, является ограниченность полосы радиочастот. В связи с этим были проведены активные исследования с целью разработки новых телекоммуникационных технологий, отвечающих современным требованиям к скорости передачи информации и высокой спектральной эффективности. Одной из наиболее подходящих технологий беспроводной связи в настоящее время считается ортогональное частотное разделение с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM). Благодаря некоторым особенностям данной технологии соответствующие системы доступа обладают относительно высокой спектральной эффективностью и достаточно высокой устойчивостью к особенностям сигнала и к помехам, возникающим в каналах мобильной связи. Широко известные методы цифровой обработки сигналов, такие как дискретное преобразование Фурье и быстрые алгоритмы преобразования Фурье, лежащие в основе технологии OFDM, обеспечили существенное снижение сложности радиооборудования, что, в свою очередь, привело к снижению стоимости этого оборудования.

Общепризнанными преимуществами технологии OFDM являются: высокая потенциальная помехоустойчивость, эффективность использования полосы радиочастот, простота основных технических решений методами цифровой обработки сигналов. В настоящее время OFDM широко используется в европейских системах цифрового телерадиовещания. В России, в рамках происходящего перехода от аналогового вещания к цифровому, использование OFDM технологии для уплотнения каналов аналогового вещания позволяет в полной мере воспользоваться всеми преимуществами цифрового мультимедийного радио- и телевещания и информационного обслуживания. Технология OFDM выбрана в качестве основы стандартов беспроводных сетей нового типа (IEEE 802.11(Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), 3GPP LongTermEvolution (LTE)).

Путем имитационного моделирования на ЭВМ и аналитическими методами показано, что анализ нелинейных искажений в усилителях мощности базовых и мобильных станций систем доступа с технологией OFDM может быть выполнен на основе анализа искажений как огибающей тестового сигнала, так и его мгновенных значений. Контролируемыми параметрами усилителя мощности являются мощность неискаженного сигнала и отношение Сигнал/Помеха на выходе усилителя.

Однако существенным недостатком этой технологии является высокое значение пикфактора радиосигналов, которые должны излучать абонентские терминалы и базовые станции. Такое значение пикфактора радиосигнала – отношение максимального мгновенного значения мощности колебания к ее среднему значению – объясняется тем, что радиосигнал при технологии OFDM является суммой большого количества поднесущих колебаний (как правило более 100) со случайными амплитудами и начальными фазами, вследствие чего в соответствии с центральной предельной теоремой теории вероятностей излучаемое колебание $X(t)$ можно рассматривать как узкополосный гауссовский случайный процесс. Средняя мощность P_{cp} такого процесса равна его дисперсии σ^2 , а мгновенное значение процесса может превысить значение 3σ с вероятностью 0,03, так что мгновенная мощность $P(t)$ может превысить P_{cp} примерно в 5 раз с конечной вероятностью. В результате стремление обеспечить линейный режим для усилительных элементов радиооборудования приводит к низкому значению коэффициента полезного действия передатчиков и не эффективному использованию батарей мобильных терминалов. Повысить энергетическую эффективность оборудования при технологии OFDM можно лишь допустив контролируемый уровень нелинейных искажений радиосигнала.

Поэтому представляются актуальными задачи исследования свойств помех, возникающих в радиооборудовании с технологией OFDM из-за наличия нелинейных искажений (компрессии) радиосигнала, и последующей оценки их влияния на помехоустойчивость соответствующих систем радиодоступа. Как правило, устройством, обуславливающим компрессию радиосигнала, является усилитель мощности мобильной или базовой станции.

В настоящее время имеется много опубликованных работ, в которых решаются задачи в той или иной степени близкие к названным выше. Здесь укажем лишь на некоторые из них. В первую очередь следует упомянуть монографии [1, 2, 3], в которых изложены общие аналитические методы анализа нелинейных устройств при случайных воздействиях. В статье [4] приведены резуль-

таты статистического моделирования при оценке влияния нелинейности амплитудной характеристики (АХ) передатчика на основные характеристики радиолинии – энергетическую и спектральную эффективность. Рассматривается резонансный усилитель мощности с нелинейной амплитудной характеристикой $y = f(x)$, определяющей функциональную связь между мгновенными значениями огибающих радиосигнала на входе x и на выходе y усилителя мощности (УМ); предполагается, что частота и фаза входного колебания воспроизводятся на выходе усилителя без искажения. Для анализа было выбрано несколько аналитических выражений для функции $f(x)$, описывающих как линейный режим усиления при малых уровнях входного сигнала, так и режимы компрессии и насыщения при больших значениях огибающей входного сигнала. Рассматривались следующие варианты входного испытательного сигнала: 1) два гармонических сигнала с одинаковыми амплитудами U и разными частотами, лежащими в полосе пропускания усилителя, 2) узкополосный гауссовский шум с П-образной спектральной плотностью мощности, 3) один сигнал с квадратурной амплитудной модуляцией КАМ-4, 16, 64 при фильтрации квадратурных компонент этих радиосигналов безинтерференционными фильтрами нижних частот [5]. Для оценки влияния нелинейности АХ усилителя выбраны следующие две зависимости: 1) зависимость $p(\sigma)$ полезной относительной доли выходной мощности

$$p = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вых } C}}{P_H} \right) \text{ к мощности насыщения } P_H \text{ от}$$

эффективного значения σ испытательного сигнала, 2) зависимость $r(\sigma)$ отношения значения мощности r помехи к мощности неискаженного сигнала на выходе УМ от эффективного значения σ испытательного сигнала.

Реальные характеристики УМ, полученные в том числе и в результате физических измерений, можно найти в [6, 7, 8], где приведены сведения как фазовых искажениях, так и о более общем описании нелинейных усилителей с помощью рядов Вольтерра, когда безинерционное нелинейное преобразование нельзя отделить от памяти устройства

Модели испытательного сигнала и нелинейного усилителя мощности

Входной сигнал усилителя мощности (УМ) будем рассматривать как квазигармоническое колебание с медленно меняющимися огибающей $A(t)$ и фазой $\Phi(t)$ [5]:

$$\begin{aligned} u(t) &= A(t) \cos[\omega_0 t + \Phi(t)] = \\ &= \text{Re}\{A(t) \exp[j\Phi(t)] \exp(j\omega_0 t)\} =, \\ &= \text{Re}\{\dot{a}(t) \exp(j\omega_0 t)\} \end{aligned} \quad (1)$$

где $\dot{a}(t)$ является комплексной огибающей.

Обычно в качестве УМ в современных системах ис-

пользуются лампы бегущей волны или твердотельные элементы. Динамические характеристики таких усилителей, связывающие комплексные огибающие $\dot{a}(t)$ входного и $\dot{b}(t)$ выходного сигналов, не являются линейными во всем обычно используемом диапазоне значений входного сигнала. Для описания таких нелинейных УМ часто используют следующую модель:

$$\dot{b}(t) = G[A(t)] \exp\{j\Phi(t) + Q A(t)\}, \quad (2)$$

где функции от вещественных аргументов $G(A)$ и $Q(A)$ описывают амплитудную нелинейную характеристику усилителя и дополнительную угловую модуляцию, возникающую в УМ из-за амплитудно-фазовой конверсии.

Как и в [4], в данной работе будем предполагать, что УМ воспроизводит «частоту и фазу входного колебания без искажений, так что его нелинейность определяется только нелинейностью амплитудной характеристики». В соответствии с этим предположением для дальнейшего мы принимаем, что $Q[A] \equiv 0, 0 \leq A < \infty$. Такое предположение оказывается правомерным в том случае, если в УМ предусматривается «линеаризатор», осуществляющий компенсацию амплитудно-фазовой конверсии.

Кроме того рассмотрение здесь ограничим лишь двумя моделями нелинейной АХ УМ: [4, 6]:

$$G1(A) = \begin{cases} A, & A \leq 1.0, \\ 1, & A > 1.0, \end{cases} \quad Q(A) \equiv 0, \quad (3)$$

$$G2(A) = \begin{cases} A - 0,148 \cdot A^3, & A \leq 1.5, \\ 1, & A > 1.5. \end{cases} \quad (4)$$

На рис. 1 приведены графики этих функций.

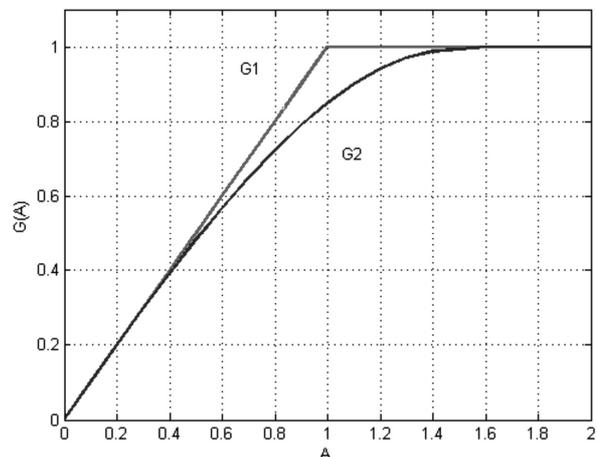
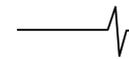


Рис. 1. Характеристики усилителя мощности для огибающих сигналов на входе и выходе

При такой нормировке значений огибающей, принятой на рис.1, мощность насыщения определяется для значения $A = 1$, так что $P_H = 0,5$.

Однако существует и широко используется и другой способ описания УМ как нелинейного безынерционного устройства, в основе которого лежит функциональная связь между мгновенными значениями входного $u(t)$ и выходного $y(t)$ сигналов:



$$y(t) = g[u(t)]; \quad (5)$$

Такая связь обычно применяется в радиотехнике, если $u(t)$ является напряжением на входе усилителя, а $y(t)$ – током в нагрузке усилителя. Эквивалентными для функций (3) и (4) в этом случае являются зависимости [7]:

$$g1(u) = \begin{cases} u, & |u| \leq 1.0, \\ 1, & u > 1.0, \\ -1, & u < -1.0, \end{cases} \quad (6)$$

$$g2(u) = \begin{cases} u - 0,148 \cdot u^3, & |u| \leq 1.5, \\ 1, & u > 1.5, \\ -1, & u < -1.5. \end{cases} \quad (7)$$

Графики функций (6) и (7), которые будем называть динамическими характеристиками УМ, изображены на рис. 2.

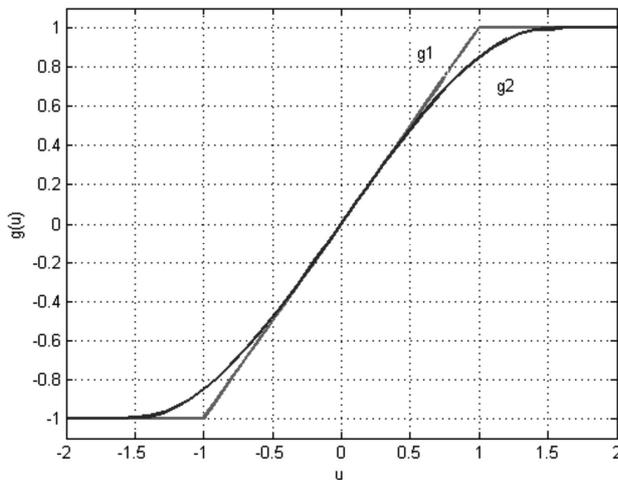


Рис. 2. Динамические характеристики усилителя мощности

В качестве испытательного сигнала $X(t)$ при изменении помех, возникающих из-за нелинейных искажений, используем узкополосный гауссовский стационарный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и физической спектральной плотностью мощности

$$S_x(f) = \begin{cases} b, & |f - f_0| \leq F, \\ 0, & |f - f_0| > F, \end{cases} \quad (8)$$

где f_0 – центральная частота этого спектра. Такая форма спектра испытательного сигнала удовлетворительно описывает форму реальной спектральной плотности мощности сигналов в широкополосных системах передачи информации с технологией OFDM. Дисперсия такого процесса (мощность) равна $\sigma^2 = b \cdot F$.

Для узкополосного процесса $X(t)$ огибающая $A(t)$ обычно определяется через квадратурные компоненты $B(t)$ и $C(t)$, которые в рассматриваемом здесь случае будут являться независимыми гауссовскими процессами с нулевыми математическими ожиданиями и одинаковыми спектральными плотностями мощности

$$S_B(f) = S_C(f) = \begin{cases} b, & |f| \leq F, \\ 0, & |f| > F. \end{cases} \quad (9)$$

Дисперсия каждого из этих процессов равна σ^2 . Вещественная огибающая $A(t)$ процесса $X(t)$ при этом определяется следующим образом:

$$A(t) = +\sqrt{B^2(t) + C^2(t)}; \quad (10)$$

Фаза $\Phi(t)$ в представлении (1) также может быть определена через квадратурные компоненты:

$$\Phi(t) = \arctg \left[\frac{C(t)}{B(t)} \right]. \quad (11)$$

Известны и обратные представления квадратурных компонент [1]:

$$B(t) = A(t) \cos[\Phi(t)], \quad C(t) = A(t) \sin[\Phi(t)]. \quad (12)$$

Анализ нелинейных искажений в УМ выполним двумя способами: 1) анализ на основе амплитудной характеристики УМ [4]; 2) анализ на основе динамической характеристики УМ [1]. Цель анализа – построение зависимостей выбранных выше параметров $p(\sigma)$ и $r(\sigma)$, характеризующих качество УМ при наличии компрессии, от эффективного значения σ процесса на входе усилителя. В результате мы получим возможность сравнить важнейшие характеристики УМ, полученные разными способами, условия применимости которых существенно различаются.

Методика анализа на основе амплитудной характеристики УМ

При анализе примем следующую нормировку входных и выходных сигналов [4]:

– значения огибающей сигнала на входе и выходе нормируем на их максимальные значения, при которых начинается насыщение для характеристики (3); коэффициент усиления УМ при такой нормировке оказывается равным 1;

– коэффициент компрессии УМ при $A = 1$ для характеристики (4) при этом оказывается равным $20 \lg(g(1)) = -1,41$ дБ;

– полином в (4) достигает максимального значения при $A = 1,48$.

При выбранном испытательном сигнале в виде узкополосного гауссовского случайного процесса с нулевым математическим ожиданием одномерная плотность вероятности огибающей является релейской:

$$w(a) = \frac{a}{\sigma^2} \exp \left\{ -\frac{a^2}{2\sigma^2} \right\}, \quad a \geq 0. \quad (13)$$

В дальнейшем нам потребуется устанавливать различные уровни компрессии сигнала из-за нелинейности амплитудной характеристики УМ. В соответствии с определением, компрессия при АХ УМ (4) и значении амплитуды входного сигнала $A \leq 1,5$, равна

$$d = 20 \lg \left[\frac{A - 0,148A^3}{A} \right], \text{ [дБ]},$$

откуда можно определить пороговое значение огибающей входного сигнала, при котором значение компрессии оказывается равным заданному значению d дБ:

$$A_d = \left\{ \left[1 - 10^{-d/20} \right] / 0,148 \right\}^{1/2}.$$

В табл. 1 приведены некоторые значения огибающей входного сигнала УМ и соответствующие им значения компрессии, вычисленные по этим формулам.

Таблица 1. Компрессия при различных значениях огибающей

d [дБ]	- 0,5	- 1,0	- 2,0	- 3,0	- 4,0
A_d	0,6148	0,8572	1,1788	1,4048	1,5781
σ_d	0,23	0,3189	0,4386	0,5227	0,5872

В рассматриваемой задаче огибающая входного сигнала является случайным процессом, одномерная плотность вероятности которого является релейской. Поэтому традиционное определение компрессии здесь использовать не удастся. Можно лишь указать пороговые значения A_d , которые огибающая превышает с вероятностью p_d , при которых компрессия равна d дБ. Если при этом значение вероятности p_d выбрать достаточно малым, то можно быть уверенным, что значение компрессии практически не превышает значения d дБ.

Для огибающей с плотностью вероятности (13) вероятность превышения порогового значения A_d

$$P\{A \geq A_d\} = \exp\{-A_d^2/2\sigma^2\} = p_d.$$

Теперь можно указать значение параметра σ плотности вероятности огибающей $A(t)$, при котором огибающая сигнала на входе УМ превышает пороговое значение A_d , соответствующее компрессии d дБ, с заданной вероятностью p_d :

$$\sigma_d = A_d / [-2 \ln(p_d)]^{1/2}.$$

Последнее равенство позволяет для пороговых значений A_d , указанных в табл. 1, устанавливать значение параметра σ_d огибающей входного сигнала, при котором превышение этого порогового значения происходит с вероятностью p_d . Если при этом значение вероятности p_d выбрать достаточно малым, то можно утверждать, что значения реализации огибающей $A(t)$ на любом интервале времени практически не превышают значения A_d , что будет использовано в последующем при имитационном моделировании. Например, если принять $p_d = 0,027$, то значение параметра σ_d следует определять по формуле:

$$\sigma_d = A_d / 2,6877.$$

В табл. 1 приведены также значения параметра σ_d

распределения огибающей входного сигнала УМ, при которых огибающая превышает пороговые значения A_d с вероятностью $p = 0,027$.

Отметим также, что для гауссовского тестового сигнала мощность входного сигнала УМ $P_{BX} = \sigma^2$. Так что уровень компрессии для нелинейного УМ можно устанавливать путем изменения значения параметра σ^2 .

Для исследования вероятностных характеристик помехи, возникающей из-за нелинейности АХ УМ, используем методику имитационного моделирования на ЭВМ, предложенную в [4]. Испытательный сигнал на входе УМ имеет мощность, равную σ^2 , так что σ представляет собой «эффективное значение входного шумового радиосигнала УМ». Формирование реализаций огибающей будем осуществлять по реализациям квадратурных компонент в соответствии с формулой (12), в которой квадратурные компоненты имеют спектральную плотность мощности (9), нулевые математические ожидания и дисперсии σ^2 . Эти же реализации квадратурных компонент будем использовать для формирования реализаций фазы (11). Далее реализации огибающей подвергаются нелинейному функциональному преобразованию в соответствии с формулами (3) и (4), что позволяет сформировать реализации огибающей $D(t)$ радиосигнала на выходе УМ (рис. 3).

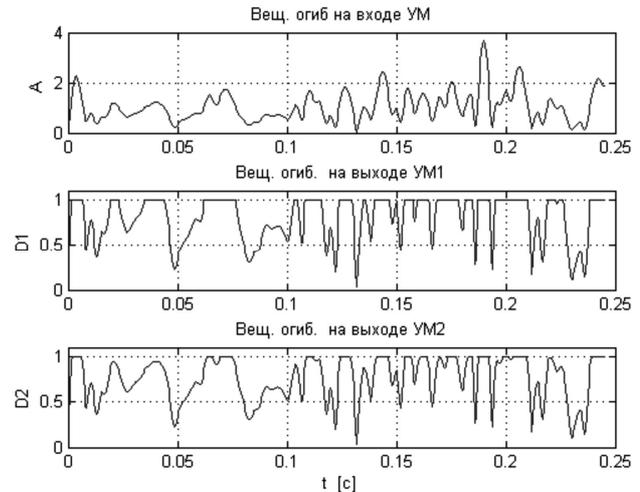
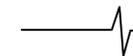


Рис. 3. Реализации огибающих на выходе УМ (D1 - АХ 1 (3); D2- АХ 2 (4))

Сформированные таким образом реализации огибающей $D(t)$ и фазы $\Phi(t)$ (11) радиосигнала на выходе УМ далее можно использовать для формирования квадратурных компонент выходного сигнала УМ по формулам (12):

$$B_D(t) = D(t) \cos[\Phi(t)], \quad C_D(t) = D(t) \sin[\Phi(t)].$$

Теперь, следуя методике работы [4], разделим выходной сигнал на два слагаемых: 1) неискаженный усиленный сигнал на входе $K_x(t)$, 2) разность $z(t) = y(t) - K_x(t)$ между выходным сигналом $y(t)$ усилителя и $K_x(t)$, которую примем в качестве



модели помехи, возникшей из-за нелинейности АХ УМ. Значение коэффициента

$$K = \overline{x(t)y(t)} / \overline{x^2(t)}$$

находим из условия минимального значения величины $\overline{z^2(t)}$, где черта сверху обозначает среднее значение по времени соответствующей реализации. В обозначениях данной статьи выражение для коэффициента K имеет вид:

$$K = \overline{[B(t)B_D(t) + C(t)C_D(t)]} / \overline{B^2(t) + C^2(t)}.$$

В результате для оценки мощности полезного неискаженного сигнала на выходе УМ можно принять

$$\hat{P}_{\text{вых } C} = 0,5K^2 \overline{x^2(t)}.$$

Если в качестве оценки общей мощности выходного колебания УМ принять $\hat{P}_{\text{вых общ}} = 0,5\overline{D^2(t)}$, то в качестве оценки мощности помехи на выходе УМ примем $\hat{P}_{\text{вых } \Pi} = \hat{P}_{\text{вых общ}} - \hat{P}_{\text{вых } C}$.

Измеренные таким образом величины позволяют получить оценки следующих параметров, характеризующих качество УМ с нелинейной АХ:

– отношение мощности $\hat{P}_{\text{вых } C}$ полезного неискаженного сигнала на выходе к мощности на выходе $P_H = 0,5$ в режиме насыщения при гармоническом сигнале на входе – $p = 10 \lg(2\hat{P}_{\text{вых } C})$;

– отношение мощности помехи к мощности сигнала на выходе УМ $r = 10 \lg \left(\frac{\hat{P}_{\text{вых } \Pi}}{\hat{P}_{\text{вых } C}} \right)$.

Результаты имитационного моделирования

На рис. 4 приведены графики функций $p(\sigma^2)$ для АХ 1 (формула (3)) и АХ 2 (формула (4)) УМ, которые характеризуют нормированную мощность неискаженного сигнала на выходе УМ (нормировка относительно мощности насыщения P_H). Следует отметить, что эти графики характеризуют также зависимость этих параметров УМ от уровня компрессии d , допускаемой с вероятностью p_d .

Аналогичные графики для помехи $r(\sigma^2)$ для УМ с АХ 1 и АХ 2 приведены на рис. 5.

Основные выводы, которые можно сделать на основе анализа этих рисунков, можно сформулировать следующим образом:

1) доля мощности неискаженного сигнала на выходе УМ с АХ 1 оказывается больше на 0,5 – 0,7 дБ мощности сигнала на выходе УМ с АХ 2 для всех значений мощности входного сигнала;

2) мощность помехи на выходе УМ с АХ 1 при малых значениях мощности входного сигнала существенно

меньше, а при больших значениях – больше мощности помехи на выходе усилителя мощности с АХ 2 на 1,5 – 2 дБ;

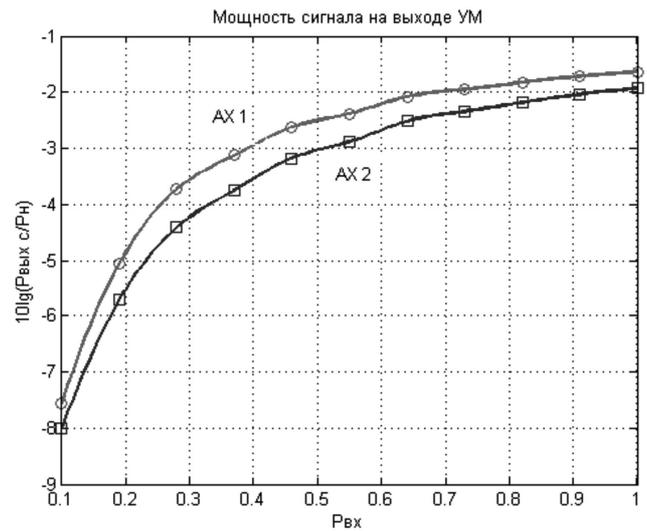


Рис. 4. Анализ на основе амплитудных характеристик УМ

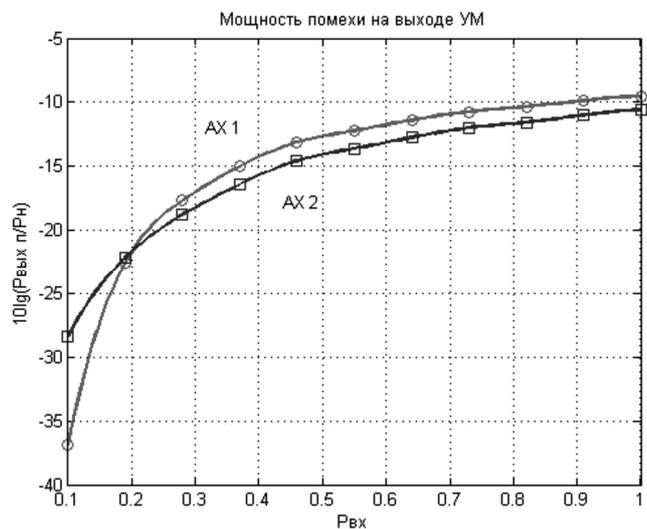


Рис. 5. Анализ на основе амплитудных характеристик УМ

3) мощность $\hat{P}_{\text{вых } C}$ неискаженного полезного сигнала на выходе УМ монотонно возрастает с ростом мощности $P_{\text{вх}}$ сигнала на входе (рис. 4); однако отношение Сигнал/Помеха (r^{-1}) на выходе с ростом $\hat{P}_{\text{вх}}$ быстро падает; графики на рис. 5 позволяют указать максимально допустимую мощность сигнала на входе, при которой отношение Сигнал/Помеха на выходе УМ не меньше требуемого значения;

4) графики на рис. 4 и рис. 5 получены для испытательного сигнала в виде гауссовского процесса с П-образной спектральной плотностью мощности путем имитационного моделирования на ЭВМ; однако примененная здесь методика имитационного моделирования может быть использована для получения аналогичных графиков любого квазигармонического процесса, для которого оказывается возможным моделирование квадратурных компонент. В частности, это можно сделать для всех радиосигналов с современными методами модуляции.

Методы анализа на основе динамической характеристики УМ

Для случая гауссовского испытательного сигнала и нелинейного безинерционного преобразования известны аналитические способы анализа помех, возникающих из-за нелинейности динамической характеристики УМ [1, 2, 3]. В данной работе будут использованы два из них: метод производных для характеристики усилителя (6) и прямой метод вычислений для динамической характеристики (7). Каждый из этих методов детально изложен в [1], где рассмотрены в том числе и конкретные примеры, которые можно использовать для получения решений задачи этой статьи.

Как и в предыдущем разделе, для сигнала $y(t)$ на выходе УМ используем представление $y(t) = Kx(t) + z(t)$, в котором первое слагаемое представляет собой неискаженный усиленный входной испытательный сигнал, а $z(t) = y(t) - Kx(t)$ – помеха, возникшая из-за нелинейности динамической характеристики УМ. Начальную моментную функцию второго порядка процесса $y(t)$ можно представить в виде:

$$B_y(t_1, t_2) = M\{y(t_1)y(t_2)\} = K^2 M\{x(t_1)x(t_2)\} + \Psi_{xz}(t_1, t_2), \quad (15)$$

где функция $\Psi_{xz}(t_1, t_2)$ представляет собой сумму корреляционной функции помехи $z(t)$ и взаимной корреляционной функции этой помехи и выходного сигнала $Kx(t)$ УМ. Поскольку испытательный сигнал является стационарным процессом, то процесс на выходе УМ также является стационарным, так что в (15) корреляционные функции будут зависеть только от разности $\tau = t_2 - t_1$ рассматриваемых моментов времени. В [1] для характеристики (6) УМ методом производных получено следующее явное выражения для корреляционной функции (15):

$$B_y(\tau) = \left[2F\left(\frac{1}{\sigma}\right) - 1 \right]^2 \sigma^2 R_x(\tau) + \frac{2\sigma^2}{\pi} e^{-1/\sigma^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{R_x^{2n-1}(\tau)}{(2n+1)!} H_{2n-1}^2\left(\frac{1}{\sigma}\right), \quad (16)$$

где σ^2 – дисперсия (мощность) испытательного сигнала на входе УМ, $R(\tau)$ – коэффициент корреляции испытательного сигнала, $H_{2n-1}(x)$ – полином Эрмита степени $2n-1$,

$$F(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-u^2/2} du. \text{ Первое слагаемое в (16)}$$

представляют собой ковариационную функцию $K^2 M\{x(t_1)x(t_2)\}$ неискаженного тестового сигнала на выходе УМ, второе слагаемое в этой формуле можно рассматривать как ковариационную функцию $\Psi_{xz}(t_1, t_2)$ помехи $z(t)$ на выходе УМ. На основании

сравнения (15) и (16) также можно принять, что

$$K = 2F\left(\frac{1}{\sigma}\right) - 1. \quad (17)$$

Так как при $\tau \rightarrow \infty$ в (16) $R(\tau) \rightarrow 0$, то $B(\infty) = 0$ и, следовательно, $B(0) = \sigma_y^2$ есть дисперсия (мощность) процесса на выходе УМ:

$$B_y(0) = \sigma_y^2 = \left[2F\left(\frac{1}{\sigma}\right) - 1 \right]^2 \sigma^2 + \frac{2\sigma^2}{\pi} e^{-1/\sigma^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} H_{2n-1}^2\left(\frac{1}{\sigma}\right).$$

Первое слагаемое в этой формуле – мощность неискаженного испытательного сигнала на выходе УМ, а второе – мощность помехи, возникшей из-за нелинейности динамической характеристики (6) УМ.

Теперь можно ввести показатели качества УМ, аналогичные приведенным выше:

– $p = 10 \lg(2P_{\text{вых } C})$ – отношение мощности полезного неискаженного сигнала на выходе УМ к мощности $P_H = 0,5$ в режиме насыщения при гармоническом сигнале на входе;

– $r = 10 \lg\left(\frac{P_{\text{вых } \Pi}}{P_{\text{вых } C}}\right)$ – отношение мощности помехи к мощности сигнала на выходе УМ.

В соответствии с (18) при $\tau = 0$ принимаем:

$$P_{\text{вых } C} = \left[2F\left(\frac{1}{\sigma}\right) - 1 \right]^2 \sigma^2, \quad p = 10 \lg(2P_{\text{вых } C}),$$

$$P_{\text{вых } \Pi} = \frac{2\sigma^2}{\pi} e^{-1/\sigma^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{(2n+1)!} H_{2n-1}^2\left(\frac{1}{\sigma}\right),$$

$$r = 10 \lg\left(\frac{P_{\text{вых } \Pi}}{P_{\text{вых } C}}\right). \quad (20)$$

На рис. 6 и рис. 7 представлены графики функции (19) (ДХ 1) и функции (20) (ДХ 1), соответственно, построенные для динамической характеристики (6) УМ, которые являются аналогами графиков на рис. 4 и рис. 5, построенных для АХ (3) УМ путем имитационного моделирования².

Для динамической характеристики (7) УМ, представленной в виде степенного полинома, воспользуемся прямым методом нахождения корреляционной функции (15) процесса $y(t)$ на выходе усилителя [1]:

² Вычисления по формулам (18) и (20) выполнены в MATLAB. При построении графика функции (20) ряд ограничивался 10-ю слагаемыми; при увеличении числа слагаемых до 20 график практически не изменялся.

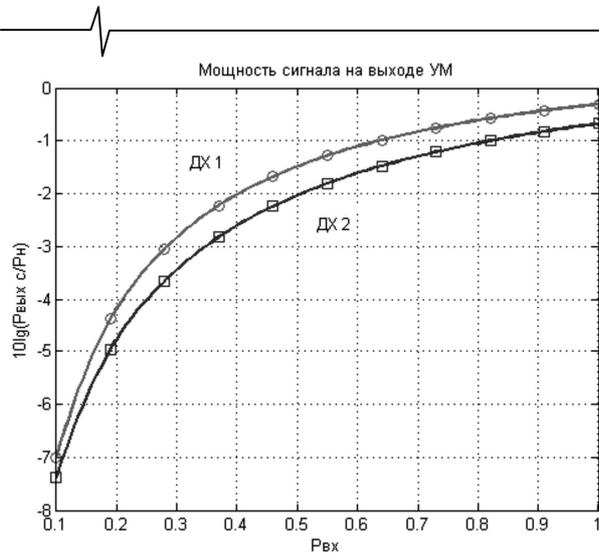


Рис. 6. Анализ на основе динамических характеристик УМ

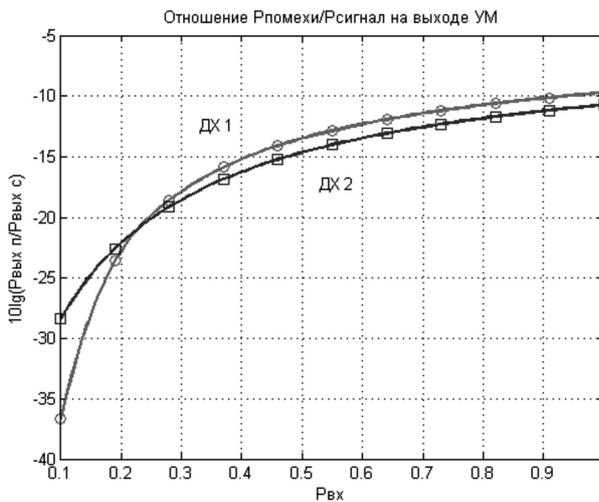


Рис. 7. Анализ на основе динамических характеристик УМ

$$B_y(t_1, t_2) = M\{y(t_1)y(t_2)\} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{c_n^2}{n!} R^n(t_1, t_2), \quad (21)$$

где $c_n = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} g(\sigma x) H_n(x) e^{-x^2/2} dx$, $g(x)$ – динамическая характеристика УМ, $H_n(x)$ – полином Эрмита порядка n .

Для динамической характеристики $g(x)$ в виде нечетной функции (7) все коэффициенты c_{2n} с четными индексами равны нулю. Значения коэффициентов с нечетными индексами могут быть вычислены путем численного интегрирования выражения³

$$c_{2n+1} = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-a}^a g(\sigma x) H_{2n+1}(x) e^{-x^2/2} dx, \quad (22)$$

$$n = 0, 1, 2, 3, \dots,$$

в котором пределы интегрирования могут быть выбраны так, чтобы вне интервала интегрирования весовая функция $e^{-x^2/2}$ была практически равна нулю.

Таким образом, ковариационная функция сигнала на выходе УМ в рассматриваемом случае имеет вид:

$$B_y(\tau) = c_1^2 R(\tau) + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_{2n+1}^2}{(2n+1)!} R^{2n+1}(\tau). \quad (23)$$

Как и ранее, первое слагаемое в формуле (23) представляет собой ковариационную функцию неискаженного сигнала $Kx(t)$ на выходе УМ, а второе слагаемое примем в качестве ковариационной функции помехи $z(t) = y(t) - Kx(t)$.

При $\tau = 0$ из (23) получаем мощность неискаженного сигнала на выходе УМ

$$P_{\text{вых } C} = c_1^2, \quad p = 10 \lg(2P_{\text{вых } C}), \quad (24)$$

и мощность помехи, возникшей из-за нелинейности динамической характеристики УМ

$$P_{\text{вых } \Pi} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{c_{2n+1}^2}{(2n+1)!}, \quad r = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вых } \Pi}}{P_{\text{вых } C}} \right). \quad (25)$$

Очевидно, что эти мощности зависят от дисперсии (мощности) тестового сигнала на входе УМ. Соответствующие графики изображены на рис. 6 и рис. 7 (ДХ 2).

Заключение

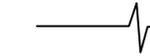
В статье задача анализа искажений узкополосного гауссовского тестового сигнала в усилителе мощности с нелинейными амплитудной и динамической характеристиками решена двумя разными способами, первый из которых можно назвать имитационным методом огибающих (анализ на основе амплитудной характеристики усилителя мощности), а второй – аналитическим методом для мгновенных значений (анализ на основе динамической характеристики усилителя мощности).

В качестве функций, описывающих нелинейные характеристики УМ, выбраны математические выражения, для которых известные аналитические методы дают точное решение рассматриваемой задачи; имитационный способ анализа на основе огибающих, который может быть применен для любых моделей нелинейных функций УМ, дает численное решение задачи анализа искажений сигнала в УМ.

В качестве исследуемых характеристик качества УМ выбраны: а) доля в мощности неискаженного сигнала на выходе усилителя в мощности суммарного процесса на выходе усилителя (нормированная относительно мощности насыщения), б) отношение мощности помехи к мощности неискаженного сигнала на выходе усилителя.

Основная цель статьи – сравнение результатов решения одной и той же задачи двумя разными методами – может быть достигнута путем визуального сравнения графиков, приведенных на рис. 4 и 5 (метод имитационного анализа огибающих), с графиками на рис. 6 и 7

³ Вычисления по формуле (22) выполнены в MATLAB.



(аналитический метод анализа мгновенных значений). В результате сравнения этих графиков основной вывод статьи может быть сформулирован следующим образом: для рассматриваемых нелинейных характеристик УМ оба способа дают практически один и тот же результат с точностью, достаточной для инженерных приложений.

Таким образом, способ имитационного анализа огибающих входного и выходного тестовых сигналов УМ может обеспечить решение задач анализа нелинейных искажений в УМ с характеристиками нелинейности, для которых аналитическое решение таких задач получить не удается. Кроме того, этот способ не предполагает гауссовости входного сигнала, что является существенным ограничением для всех аналитических методов. В результате анализ нелинейных искажений может быть выполнен им для негауссовских случайных процессов, каковыми являются большинство радиосигналов с современными методами модуляции (модуляция с минимальным сдвигом, гауссовская модуляция с минимальным сдвигом, квадратурная амплитудная модуляция, многопозиционная фазовая модуляция и т.д.).

В статье изложено два эквивалентных способа решения задачи анализа нелинейных искажений и определения зависимости отношения Сигнал/Помеха на выходе усилителя мощности с нелинейными характеристиками, которые позволяют реализовать режим с максимально допустимой энергетической эффективностью передатчиков мобильных и базовых станций при контролируемом минимально допустимом отношении Сигнал/Помеха на выходе усилителя.

В данной работе мощность помехи на выходе определена без учета ее распределения по оси частот, поскольку спектральная плотность мощности помехи не вычислялась. Если нагрузкой нелинейного усилителя является полосовой фильтр, то мощность помехи может быть уменьшена. Поэтому приведенные выше оценки мощности помехи на выходе следует рассматривать как оценки сверху. Известно, однако, что в суммарной мощности помехи определяющими слагаемыми являются компоненты третьего порядка, которые попадают в полосу частот неискаженного радиосигнала и, следовательно, не могут быть устранены путем линейной фильтрации. Поэтому представляется, что указанная оценка сверху не будет слишком грубой.

Литература

1. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. – М: Советское радио, 1974. Книга первая. –550 с.
2. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразования случайных процессов в радиотехнических устройствах. – М.: Высшая школа, 1977. – 264 с. : ил.
3. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических систем и устройств. –М.: Радио и связь, Горячая линия – телеком. 2004. – 608 с.
4. Немировский М.С. Влияние нелинейности амплитудной характеристики передатчика на основные параметры радиолоний. – Радиотехника, 2009, № 11, с. 53-61.
5. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи. Базовые методы и характеристики. – М.: ЭкоТрендз, 2005. –390 с.
6. Q. Liu, S. Jiangtao, JuShu, K. Horie, N. Itoh, T. Yoshimasu. A high efficiency and high linearity power amplifier utilizing post-linearization technique for 5.8 GHz DSRC applications. - IEEE Topic Conference on Power Amplifiers for wireless and Radio Applications, 2011, p. 45 – 48.
7. Young-Hoon Kim, Gweon Do Jo, Jung-Hoon Oh at al., An Efficient Simplified Behavioral Model for RF Power. - IEEE Topic Conference on Power Amplifiers for wireless and Radio Applications, 2011, p. 65 – 68.
8. Jae Ho Jung, A. Low-Complexity FPGA Implementation of VolterraPredistoters for Power Amplifiers. - IEEE Topic Conference on Power Amplifiers for wireless and Radio Applications, 2011, p. 41 – 44.

PAPR IN OFDM SIGNALS AND NONLINEAR DISTORTION IN TRANSMITTERS FOR WIRELESS SYSTEMS

Shinakov Yu. S.

In this paper by PC simulation study and analytic methods it is showed, that a nonlinear distortions analysis in mobile and base stations power amplifiers of OFDM access systems it can be realized for a test signal envelope or for instantaneous values of this signal. The investigated parameters of the amplifier are herewith an undistorted signal power and signal to interference ratio on the amplifier output.