

Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов

В.Э. Гуревич¹, С.Г. Егоров^{1*} 

¹Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, Санкт-Петербург, 193232, Российская Федерация

*Адрес для переписки: sgegоров@gmail.com

Информация о статье

Поступила в редакцию 18.03.2020

Принята к публикации 25.05.2020

Ссылка для цитирования: Гуревич В.Э., Егоров С.Г. Моделирование амплитудной характеристики радиотракта с кодовым разделением каналов // Труды учебных заведений связи. 2020. Т. 6. № 2. С. 30–38. DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Аннотация: В системах радиодоступа CDMA амплитудные искажения в нелинейном усилителе (НУ) группового сигнала приводят к битовым ошибкам на выходах абонентских каналов. Для оценки допустимых пределов искажений и их влияния на качество передачи абонентских сигналов необходимы электронная модель амплитудной характеристики (АХ) и аналитические соотношения, связывающие вероятность ошибки при регистрации выходного сигнала канала связи с нелинейностью АХ НУ и другими дестабилизирующими факторами. В статье сопоставляются альтернативные математические модели АХ НУ. В отличие от традиционных методов анализа, обычно ограничивающихся выбором моделей с фиксированными параметрами, рассмотрен способ вариативного определения параметров АХ. Результаты: приводится сравнение известных способов аппроксимации АХ широкополосных нелинейных усилителей мощности радиосигналов, предложен алгоритм подбора параметров модели для систем CDMA с КАМ с помощью модели Ратна.

Ключевые слова: кодовое разделение каналов, CDMA, квадратурно-амплитудная модуляция, групповой сигнал, радиотракт, нелинейные искажения, амплитудная характеристика, усилитель мощности.

Введение

Многоканальные системы радиодоступа с кодовым разделением каналов и прямым расширением спектра (DS-CDMA, от англ. Direct-Sequence Code Division Multiple Access), обладающие, как известно, высокой помехоустойчивостью, часто строятся на основе функций Уолша и квадратурно-амплитудной модуляции (КАМ). Возможная структурная

схема такой системы в самых общих чертах показана на рисунке 1, где Мп, Дмп – мультиплексоры и демуплексоры канальных сигналов; Мод, Дем – модуляторы и демодуляторы; ГФУ – генераторы функций Уолша; ФВ – фазовращатели; Г – генератор колебаний несущей частоты ω ; НУРС, НУВС – нелинейные усилители радиосигнала и видеосигналов соответственно.

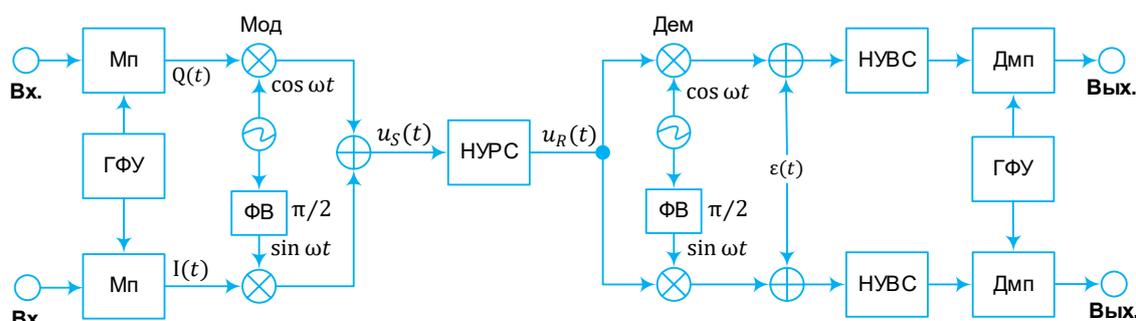


Рис. 1. Структурная схема системы DS-CDMA

Fig. 1. Block diagram of a DS-CDMA System

Потенциальные свойства теоретически идеальной системы CDMA на практике не реализуются полностью. Одна из причин уменьшения помехо-

устойчивости состоит в нелинейности амплитудных характеристик (АХ) усилителей в видеотрактах и радиотракте системы. Воздействие нелинейных ис-

кажений, возникающих в видеотрактах, на ухудшение помехоустойчивости системы, исследуется в работе [1], а искажений, возникающих в радиотракте, – в работе [2].

Для количественной оценки этого ухудшения необходимы математические модели АХ, соответствующие физическим свойствам и параметрам нелинейных усилителей радиосигналов (НУРС) и видеосигналов (НУВС). Эти свойства определяются, в основном, диапазоном частот, типом используемых электронных приборов, элементной базой аппаратуры.

Основная цель настоящей работы – двоякая. Во-первых, это обзор известных математических моделей АХ и выбор модели, удобной для аналитических расчетов. Во-вторых, это изложение методики «привязки» параметров модели к результатам экспериментального исследования конкретного нелинейного устройства (НУ) проектируемой системы радиодоступа и исследование влияния параметров АХ на вероятность ошибок в системе CDMA.

Модель АХ должна удовлетворять следующим основным требованиям:

- адекватность теоретической модели характеристикам практически реализуемых устройств и по возможности простая аналитическая связь между параметрами модели и реального НУ;

- удобство применения модели с вычислительной точки зрения: приемлемая скорость выполнения системных расчетов, отсутствие необходимости громоздких вычислений.

- возможность учета, с помощью модели, влияния различных дестабилизирующих факторов: старения аппаратуры, вариаций температуры окружающей среды и т. п.;

- возможность анализа обратной АХ (что требуется при необходимости расчета предсказаний, например);

- возможность учета амплитудно-фазовой конверсии при оценке реальной помехоустойчивости.

В системах абонентского радиодоступа применяются усилители двух конкурирующих типов:

- 1) вакуумные усилители на лампах бегущей волны (TWTA, от англ. Travelling Wave Tube Amplifier);

- 2) твердотельные усилители на полевых транзисторах (SSPA, от англ. Solid State Power Amplifier), например, на основе арсенида галлия GaAs или нитрида галлия GaN.

Нелинейные искажения имеют место в усилителях обоих типов. Для описания амплитудных и фазоамплитудных характеристик (ФАХ) НУ, определяющих, соответственно, зависимости $G(A)$ и $\Phi(A)$ амплитуды G и фазы Φ выходного сигнала усилителя от амплитуды A входного сигнала, в литературе [3–5] предлагается широкий класс математических или физических моделей.

1. Физические (имитационные).

2. Математические:

- 2.1. Безынерционные:

- 2.1.1. Модели Салеха, Раппа, Горбани, Канна, кусочно-линейные и др.;

- 2.1.2. Табличные (LUT-LookUpTable);

- 2.1.3. На основе полиномов.

- 2.2. Инерционные:

- 2.2.1. На основе рядов Вольтерра (модификации);

- 2.2.2. Модель Хаммерстайна-Винера;

- 2.2.3. На основе алгебраических полиномов (обобщенных, ортогональных и их модификаций).

Рассмотрим некоторые из них более подробно.

Ограничитель с кусочно-линейной характеристикой

Кусочно-линейная аппроксимация, предложенная М.В. Шулейкиным и развитая в трудах А.И. Берга, А.Л. Минца и др., широко используется в отечественной научной литературе [6, 7 и др.]. Частный случай такой аппроксимации – двустороннее нелинейное преобразование амплитуды A в жестком ограничителе с коэффициентом усиления k и пороговым уровнем kA_0 :

$$G(A) = \begin{cases} kA, & |A| < A_0, \\ A_0 \text{sign}(A), & |A| \geq A_0. \end{cases} \quad (1)$$

$$\Phi(A) \equiv 0. \quad (2)$$

Такая модель достаточно точно описывает поведение НУ при работе в точках вблизи излома АХ. При работе на других участках реальной АХ применение формул типа (1) может привести к уменьшению адекватности модели.

Полиномиальная модель

Эффективность полиномиальной аппроксимации для решения задач идентификации показана в [8]. Полиномы степеней P и Q , аппроксимирующие АХ и ФАХ соответственно, имеют вид:

$$G(A) = \sum_{p=0}^P a_p A^p = a_0 + a_1 A + a_2 A^2 + \dots + a_P A^P, \quad (3)$$

$$\Phi(A) = \sum_{q=0}^Q b_q A^q = b_0 + b_1 A + b_2 A^2 + \dots + b_Q A^Q. \quad (4)$$

Реальная АХ может быть хорошо аппроксимирована полиномом в пределах начального участка кривой, если он близок к линейному, причем коэффициенты полинома определяются весьма просто. Такая аппроксимация при расчете помех на выходе НУ приводит к простым аналитическим выражениям [3, 9]. Однако за пределами линейного участка полином $G(A)$ плохо совпадает с реальной АХ [3, 7]. Поэтому исследование сигналов, для которых характерен высокий пик-фактор, в частности, групповых сигналов систем CDMA с КАМ, с помощью полиномов (3, 4) нецелесообразно.

Модели Раппа и Канна

Согласно модели Раппа [10]:

$$G(A) = \frac{k|A|\text{sign}A}{\left(1 + \left(\frac{k|A|}{s}\right)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}}, \quad (5)$$

$$\Phi(A) \equiv 0, \quad (6)$$

где s – точка перехода выходного сигнала из режима насыщения в режим ограничения выходного сигнала; p – коэффициент, определяющий степень нелинейности АХ; k – коэффициент усиления НУ ($p > 0, k > 0, s > 0$). Методика подбора коэффициентов p, k и s по экспериментальным данным в [10] не приводится, этот вопрос рассматривается ниже отдельно.

Формулы (5, 6) известны в литературе как модель Раппа. Однако следует отдать должное и работе Дж. Канна, опубликованной на десять лет раньше. Действительно, после несложных преобразований формула (5), записанная здесь и далее только для первого квадранта АХ, приобретает вид:

$$G(A) = \frac{kA}{\left(1 + (A/s)^{2p}\right)^{\frac{1}{2p}}} = \frac{kA}{\left[1 + (A/s)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \times \frac{\left[(s/A)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}}{\left[(s/A)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} = \frac{ks}{\left[1 + (s/A)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}},$$

что полностью совпадает с моделью Канна [11].

Модель Хонканена – Хаггмана

Хонканен и Хаггман [12, 13] на основе своих экспериментальных исследований предложили новую модель АХ нелинейных усилителей, построенных на биполярных транзисторах. В этой модели (кривая Х-Х на рисунке 2) выделены четыре характерных участка. Начальный участок, экспоненциальный, обусловлен нелинейностью эмиттерно-базового перехода входного каскада НУ. Если в НУ предусмотрена отрицательная обратная связь, при увеличении входного напряжения экспоненциальный участок переходит в линейный. Поскольку усиление и максимальное выходное напряжение ограничены конечной мощностью источника питания, при определенном уровне входного сигнала начинается насыщение НУ. Переход от насыщения к ограничению происходит плавно, и модель Х-Х на этих участках практически совпадает с моделью Раппа (кривая Р на рисунке 2). Таким образом, модель Х-Х можно рассматривать как уточнение и обобщение модели Раппа.

Аналитически модель Х-Х можно выразить двумя функциями. Вспомогательная функция $G_{эл}(|A|)$ описывает АХ на экспоненциальном и линейном участках, то есть в области сравнительно малых входных сигналов НУ, и имеет вид:

$$G_{эл}(|A|) = \begin{cases} e^{k_э A_{см}}(e^{k_э A} - 1), & A \leq A_{пер} - A_{см}; \\ k_л(A + A_{см} - A_{пер}) + e^{k_э A_{пер}} - e^{k_э A_{см}}, & A > A_{пер} - A_{см}. \end{cases} \quad (7)$$

плавный переход одного участка в другой происходит при входном сигнале:

$$A_{пер} = \frac{1}{k_э} \ln \frac{k_э}{k_л}.$$

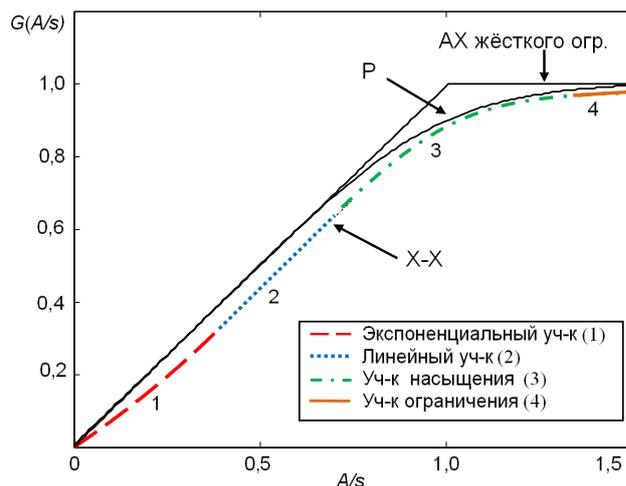


Рис. 2. Модели АХ: жесткий ограничитель, модель Раппа (Р), модель Хонканена – Хаггмана (Х-Х)

Fig. 2. AM Models: limiter, Rapp Model (P), Honkanen – Haggman Model (X-X)

Основная функция $G(|A|)$ охватывает совокупно все участки:

$$G(A) = \frac{\text{sign}(A)G_{эл}(|A|)}{\left[1 + \left(\frac{G_{эл}(|A|)}{s}\right)^{2p}\right]^{\frac{1}{2p}}} \text{th}(|A|)^{\frac{1}{c}}. \quad (8)$$

График, поясняющий физический смысл параметров выражений (7, 8), представлен на рисунке 3.

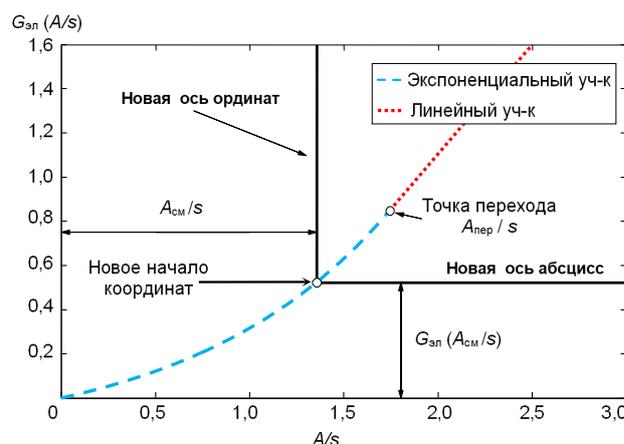


Рис. 3. Формирование модели Хонканена – Хаггмана

Fig. 3. Notes on Honkanen – Haggman Model

По первоначальным координатным осям отложены нормированные значения амплитуд входного и выходного сигнала НУ. Для исключения из

рассмотрения некоторой части экспоненциально-го участка, в которой слабый входной сигнал НУ подавляется шумом, начало координат смещается по горизонтали в точку $A_{см}$, $G(A_{см}/s)$. Чем больше выбранная величина $A_{см}$, тем больше линейность АХ.

Размерные коэффициенты $k_э$ и $k_л$ в формулах (7) определяют крутизну кривой соответственно на экспоненциальном и линейном участке, s – порог ограничения выходного сигнала, p – параметр сглаживания, определяющий плавность перехода от линейного участка к участку насыщения, а коэффициент, определяющий в (8) скорость нарастания множителя $th(|A|)$ от нуля до единицы, обозначен как c ($s > 0, p > 0, c > 0$).

Кроме АХ, в работах [12, 13] исследуются ФАХ и вопросы преобразования частотных спектров сигналов в НУ. Следует отметить, что модель Х-Х из-за своей сложности и большого количества определяющих параметров не очень удобна для теоретических и практических исследований.

Модель Салеха

Аппроксимационная модель реальной АХ усилителя ТWТА разработана А. Салехом [14]. Свойства НУ в этой модели также задаются двумя характеристиками – амплитудной и фазоамплитудной:

$$G(A) = \frac{a_0 A}{1 + a_1 A^2}, \quad (9)$$

$$\Phi(A) = \frac{b_0 A^2}{1 + b_1 A^2}. \quad (10)$$

где a_0, a_1 – амплитудные; b_0, b_1 – фазовые коэффициенты модели. В точке насыщения при $A = 1$ имеем $G(A) = 0,984$ и $\Phi(A) = 0,21\pi$ радиан.

Наиболее точно (и наиболее просто) коэффициенты модели a_0, a_1, b_0, b_1 могут быть определены из экспериментально снятых характеристик НУ с помощью метода наименьших квадратов. Методика измерения коэффициентов модели также описана в [14]. Типовые значения и степень соответствия экспериментальных и расчетных характеристик нелинейных устройств для F указаны в таблице 1.

Таблица 1. Коэффициенты аппроксимации по модели Салеха
TABLE 1. Saleh Model Approximated Coefficients

F	a_0	a_1	b_0	b_1	СКО	Источник
$G(A)$	1,9638	0,9945	–	–	0,012	[14]
$\Phi(A)$	–	–	2,5293	2,8168	0,478	
$G(A)$	1,6623	0,0552	–	–	0,041	[14]
$\Phi(A)$	–	–	0,1533	0,3456	0,508	
$G(A)$	2,1587	1,1517	–	–	0,010	[4], [17]
$\Phi(A)$	–	–	4,0033	9,1040	0,469	

Аппроксимационная характеристика Салеха рекомендована рабочей группой беспроводного широкополосного доступа IEEE 802.16 в качестве стандартной модели НУ. Данная модель удобна для НУ на основе ламп бегущей волны, но для других устройств, в частности, твердотельных усилителей мощности, точность аппроксимации оказывается недостаточной [15, 16].

Модель Горбани

В работе [17] для аппроксимации АХ и ФАХ твердотельных усилителей мощности предлагаются модельные представления вида:

$$G(A) = a_3 A + \frac{a_0 A^{a_1}}{1 + a_2 A^{a_1}}, \quad (11)$$

$$\Phi(A) = b_3 A + \frac{b_0 A^{b_1}}{1 + b_2 A^{b_1}}, \quad (12)$$

где a_0, a_1, a_2, a_3 – амплитудные; b_0, b_1, b_2, b_3 – фазовые коэффициенты модели.

Эта модель применима при анализе устройств с входными каскадами на полевых транзисторах, а также для исследования нелинейных искажений при малых уровнях огибающей сигнала на входе НУ.

Модель Уайта

Для аппроксимации реальных амплитудных характеристик твердотельных усилителей мощности, работающих в Ка-диапазоне (26–40 ГГц), Дж. Уайтом предложена модель [18], согласно которой представления АХ и ФАХ имеют вид, соответственно:

$$G(A) = a_0(1 - e^{-a_1 A}) + a_2 A e^{-a_3 A^2}, \quad (13)$$

$$\Phi(A) = \begin{cases} b_0(1 - e^{-b_1(A-b_2)}), & A \geq b_2, \\ 0, & A < b_2, \end{cases} \quad (14)$$

где коэффициенты, описывающие амплитудную характеристику: a_0 – уровень порогового ограничения амплитуды входного сигнала; a_1 – коэффициент усиления на линейном участке АХ; a_2, a_3 – дополнительные коэффициенты для более точной аппроксимации на нелинейном участке. ФАХ нелинейного усилителя описывается тремя коэффициентами b_0, b_1 и b_2 , определяющими крутизну характеристики.

Нелинейные АХ и ФАХ, соответствующие рассмотренным моделям (1–14), показаны на рисунке 4. Как видно из этих рисунков, АХ (11) по сравнению с (1, 3, 5, 8, 9, 13) имеет меньшее скругление в области ограничения и ближе к экспоненте в области малых амплитуд входного сигнала. В отличие от модели Салеха с фазовыми искажениями, линейно возрастающими с увеличением амплитуды входного сигнала, в модели Горбани искажения фазы на выходе НУ подчиняются логарифмическому закону, а это значит, что фазовый сдвиг практически посто-

янен при амплитуде входного сигнала вблизи уровня ограничения.

В качестве примера на рисунке 5 показаны сигнальные созвездия системы с КАМ 16 при АХ и ФАХ

(5–14). Номинальные сигнальные точки u_s на входе НУ отмечены маркерами «+», а точки u_R на выходе НУ, смещенные из-за искажений, – маркерами «•».

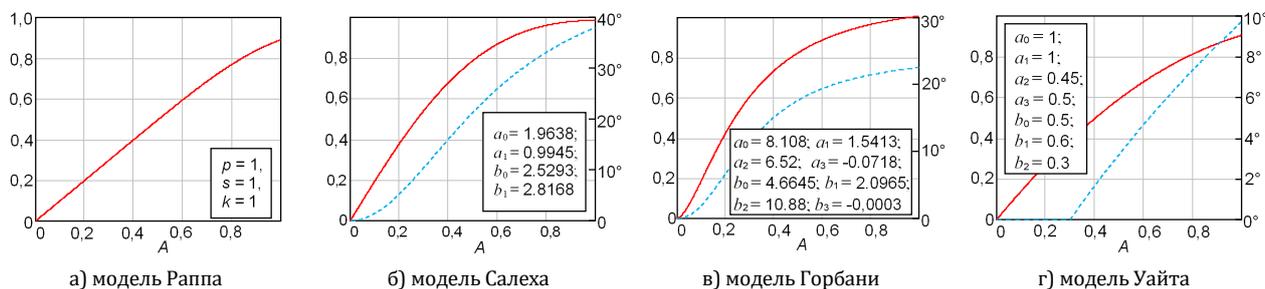


Рис. 4. АХ (—) и ФАХ (---) моделей НУ

Fig. 4. AM-AM (—) and AM-PM (---) Characteristics of NA Models

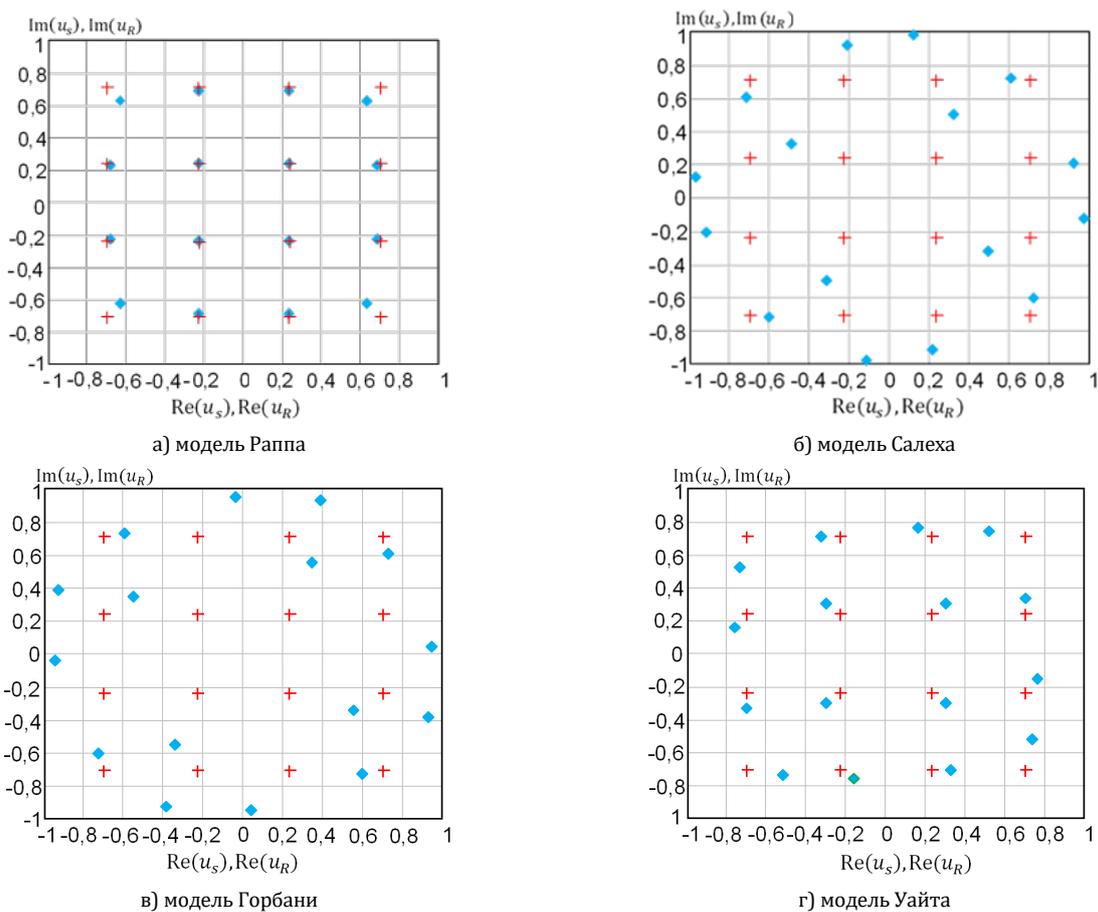


Рис. 5. Сигнальные созвездия КАМ-16: маркеры «+» обозначают сигналы на входе, маркеры «•» – сигналы на выходе НУ

Fig. 5. Signal Constellations QAM-16 Markers «+» Indicate Signals at the NA Input, Markers «•» – Signals at the Output of NA

Недостатком всех рассмотренных моделей является то, что авторы, за исключением Салеха, не дают методики подбора их параметров. Это затрудняет использование моделей: поскольку они не являются линейно-параметрическими, оценка и верификация параметров могут быть весьма трудоемкими. Ниже в качестве примера предлагается методика выбора коэффициентов модели Раппа (5).

Выбор параметров модели Раппа

Пусть имеется экспериментально полученный набор данных, содержащий m пар $x_i, y_i = y(x_i), i = 1, 2 \dots m$, значений входных и выходных сигналов НУ. Найдем параметры $k = k_0, s = s_0, p = p_0$, обеспечивающие наилучшее среднеквадратичное приближение экспериментальной кривой $y_i(x_i)$ к функции Раппа $G(A)$ типа (5). Для этого применим метод наименьших квадратов [19].

Отклонение экспериментальной кривой в точке x_i, y_i от функции $G(A)$, если для удобства заменить обозначение переменной A на x , имеет вид:

$$\delta_i = \delta(x_i, y_i) = G(x_i/k, p, s) - y_i,$$

а подлежащая минимизации сумма квадратов этих отклонений:

$$W = \sum_{i=1}^m \delta_i^2 = \sum_{i=1}^m [G(x_i/k, p, s) - y_i]^2,$$

где, согласно (5),

$$G(x_i/k, p, s) = k x_i \left[1 + \left(\frac{k x_i}{s} \right)^{2p} \right]^{\frac{-1}{2p}}.$$

Приравнивая к нулю производные от W по функции $G(x/k, p, s)$, зависящей, в свою очередь, от k, p, s , можно написать:

$$\begin{aligned} 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} - y_i \right] &= 0, \\ 2 \sum_{i=1}^m \left[G(x_i/k, p, s) \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} - y_i \right] &= 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Соответствующие частные производные в (15) равны:

$$\begin{aligned} \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} &= \frac{x_i}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} &= \\ &= k x_i \frac{(1 + z^{2p}) \ln[1 + z^{2p}] - z^{2p} \ln z^{2p}}{2p^2 [1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}, \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} &= \frac{z^{2p+1}}{[1 + z^{2p}]^{\frac{2p+1}{2p}}}. \end{aligned} \quad (16)$$

Для сокращения записи в формулах (16) введено обозначение $z = kx_i/s$.

Решение системы нелинейных уравнений (15) с учетом (16) позволяет найти значения параметров k, p, s , обеспечивающие наибольшее, по выбранному критерию, соответствие набора экспериментальных данных теоретической модели (5). Это, в свою очередь, позволяет с помощью методики, изложенной в работах [1, 2], оценить влияние нелинейности АХ реального НУ на помехоустойчивость системы радиодоступа.

Рассмотрим численный пример. Пусть экспериментально получены m пар значений x_i, y_i (таблица 2) и требуется подобрать параметры модели (5).

ТАБЛИЦА 2. Экспериментально полученные значения АХ

TABLE 2. Measured Values of the NA AM-AM Characteristic

i	1	2	3	4	5
x_i	0,25	0,75	1,25	1,75	2,25
y_i	0,28	0,57	0,68	0,74	0,79

Применим метод наименьших квадратов, для чего введем обозначения:

$$\nabla F = \begin{bmatrix} \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial k} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial p} \\ \frac{\partial G(x_i/k, p, s)}{\partial s} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \\ y_i - G(x_i/k, p, s) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{d}_0 = \begin{bmatrix} k_0 \\ p_0 \\ s_0 \end{bmatrix}.$$

Блок-схема алгоритма решения показана на рисунке 6. Каждая итерация состоит из следующих шагов:

- определяется вектор \mathbf{d} коэффициентов аппроксимирующей функции;
- рассчитываются матрицы ∇F и \mathbf{Y} , с помощью которых определяется поправочный вектор $\Delta \mathbf{d}$.

К вектору \mathbf{d} прибавляется поправочный вектор $\Delta \mathbf{d}$.

Если элементы поправочного вектора больше некоторой заданной погрешности λ , производится переход к следующей итерации.

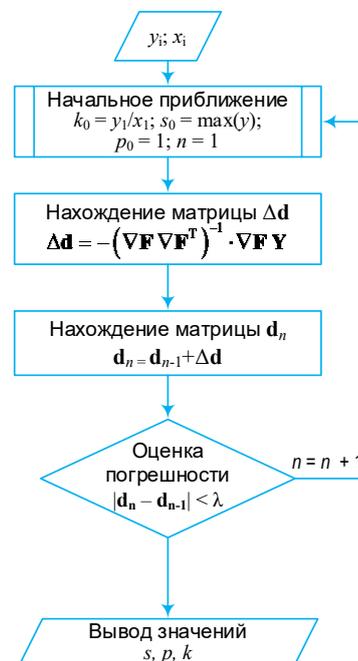


Рис. 6. Блок-схема алгоритма выбора параметров модели

Fig. 6. The Block Diagram of the Algorithm for Selecting Model Parameters

Начальные приближения параметров k, s и p можно принять равными:

$$k_0 = y_1/x_1, \quad s_0 = \max(y), \quad p_0 = 1.$$

Расчеты показывают, что после второй итерации $k = 1,19$, $s = 0,976$, $p = 1,367$, а после десяти итераций $k = 1,37$, $s = 0,904$, $p = 0,65$, и с каждой следующей итерацией погрешность не увеличивается; значит, k и p почти не меняются, и модель соответствует исходным данным с погрешностью:

$$\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \frac{|G(x_i, k, s, p) - y_i|}{|G(x_i, k, s, p)|} \cdot 100\% = 0,107\%.$$

Для других аппроксимационных моделей подбор коэффициентов, при известных функциях типа (16), может быть выполнен таким же образом.

Представленные результаты могут быть использованы в процессе проектирования, моделирования и частотно-территориального планирования систем DS-CDMA с КАМ следующим образом. В такой системе (см. рисунок 1) цифровой сигнал каждого абонента модулирует свою кодовую последовательность Уолша. Амплитуды отдельных чипов группового видеосигнала в независимых друг от друга синфазной и квадратурной определяются как:

$$I(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t)w_n(t), \quad Q(t) = \sum_{n=0}^{N-1} b_n(t)w_n(t),$$

где n – номер канала; $a_n(t)$ и $b_n(t)$ – абонентские информационные символы «1» и «-1»; $w_n(t)$ – канальный переносчик n -го канала; N – базис ортогональной системы Уолша. Составляющие $I(t)$ и $Q(t)$ представляют собой многоуровневые прямоугольные видеоимпульсы (чипы). Если абонентские сигналы независимы между собой, амплитуды чипов распределены по биномиальному закону.

Групповой радиосигнал на входе НУРС образован суммой составляющих $I(t)$ и $Q(t)$:

$$x(t) = I(t)\sin\omega t + Q(t)\cos\omega t = A(t)\cos(\omega t - \phi(t)),$$

оггибающая и текущая фаза этого сигнала:

$$A(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)},$$

Список используемых источников

1. Гуревич В. Э., Егоров С. Г. Нелинейные искажения группового сигнала в радиосистеме абонентского доступа // Инфокоммуникационные технологии. 2012. Т. 10. № 3. С. 79–82.
2. Гуревич В. Э., Егоров С. Г. Исследование нелинейных искажений радиосигнала в системе CDMA с квадратурно-амплитудной модуляцией // Информационно-управляющие системы. 2015. № 5(78). С. 106–115. DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.106
3. Спилкер Дж. Цифровая спутниковая связь: пер. с англ. М.: Связь, 1979. 592 с.
4. Jeruchim M.C., Balaban P., Shanmugan K.S. Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology and Techniques. New York: Kluwer academic, 2002. 907 p.
5. Minkoff J. The Role of AM-to-PM Conversion in Memoryless Nonlinear Systems // IEEE Transactions on Communications. 1985. Vol. 33. Iss. 2. PP. 139–144. DOI:10.1109/TCOM.1985.1096262
6. Евтянов С.И. Радиопередающие устройства. М.: Связьиздат, 1950. 643 с.
7. Бруевич А.Н., Евтянов С.И. Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии. М.: Советское Радио, 1965. 344 с.
8. Voros J. Modeling and identification of Wiener systems with two-segment nonlinearities // IEEE Transactions on Control Systems Technology. 2003. Vol. 11. Iss. 2. PP. 253–257. DOI:10.1109/TCST.2003.809238
9. Gerakoulis D., Geraniotis E. CDMA: Access and Switching for Terrestrial and Satellite Networks. Chichester: John Wiley & Sons, 2001. 280 p. DOI:10.1002/0470841699.fmatter_indsub

$$\phi(t) = \arctg[Q(t)/I(t)],$$

Амплитуда A огибающей радиосигнала также распределена дискретно. Выходной сигнал НУРС:

$$y(t) = G[A(t)]\cos[\omega t - \phi(t)].$$

Зная плотность вероятностей амплитуды входного сигнала НУ, можно, с учетом избранной модели АХ, перейти к плотности распределения амплитуды $G(A)$ выходного сигнала и его квадратурных составляющих.

Далее при анализе результирующей помехоустойчивости абонентских каналов известными методами статистической радиотехники необходимо учесть наличие аддитивных помех и свойства НУ видеосигналов (НУВС на рисунке 1). Такая задача (с помощью модели Раппа) решается в работах [1, 2].

Заключение

Подводя краткие итоги, можно дать следующие рекомендации по выбору модели АХ радиотракта в теоретических расчетах.

При анализе помехоустойчивости цифровых систем с кодовым разделением каналов целесообразно использовать модель Раппа (5), обеспечивающую как достаточное соответствие теории физическим свойствам реальных НУ, так и сравнительную простоту аналитических или компьютерных расчетов. Методика анализа и «привязки» электронной модели к практике изложена выше.

Игнорирование зоны насыщения в некоторых моделях, например, таких, как (1), может повлиять на точность расчетов и привести к ошибочной оценке допустимой нижней границы отношения сигнал/нелинейная помеха.

При необходимости более точной оценки нелинейных искажений, возникающих в НУ, возможно применение более сложной модели АХ – модели Хонканена – Хагмана (7).

10. Rapp C. Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System // Proceeding of the Second European Conference on Satellite Communications (ECSC-2, Liege, Belgium, 22–24 October 1991). Paris: ESA, 1991. PP. 179–184.
11. Cann A.J. Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. 1980. Vol. AES-16. Iss. 6. PP. 874–877. DOI:10.1109/TAES.1980.309016
12. Honkanen M., Pollanen O., Tanskanen J., Jarvinen E., Haggman S.-G. Comparison of measured and simulated $\pi/4$ -DQPSK adjacent channel power using a functional high power amplifier model // Proceeding of the 48-th Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution (VTC 98, Ottawa, Canada, 21 May 1998). IEEE, 1998. Vol. 3. PP. 2459–2463. DOI:10.1109/VETEC.1998.686201
13. Honkanen M., Haggman S.-G. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations // Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC '97, Helsinki, Finland, 1-4 September 1997). IEEE, 1997. Vol. 3. PP. 844–848. DOI:10.1109/PIMRC.1997.627005
14. Saleh A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers // IEEE Transactions on Communications. 1981. Vol. 29. Iss. 11. PP. 1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
15. Falconer D., Kolze T., Leiba Y. Proposed System Impairment Models // IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group. 2000.
16. Kaye A., George D., Eric M. Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications // IEEE Transactions on Communications. 1972. Vol. 20. Iss. 5. PP. 965–972. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091254
17. White G.P., Burr A.G., Javornik T. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems // Electronics Letters. 2003. Vol. 39. Iss. 8. PP. 686–687. DOI:10.1049/el:20030462
18. Ghorbani A., Sheikhan M. The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission // Proceedings of the Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications (Loughborough, UK, 2–6 September 1991). IET, 1991. PP. 193–197.
19. Фихтенгольд Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. Том 1. М.: Наука, 1966, 608 с.

* * *

Modeling of Amplitude Characteristic in Radio Channels of Code Division Multiple Access Systems

V. Gurevich¹, S. Egorov¹ 

¹The Bonch-Bruевич Saint-Petersburg State University of Telecommunications,
St. Petersburg, 193232, Russian Federation

Article info

DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Received 18th March 2020

Accepted 25th May 2020

For citation: Gurevich V., Egorov S. Modeling of Amplitude Characteristic in Radio Channels of Code Division Multiple Access Systems. *Proc. of Telecom. Universities*. 2020;6(2):30–38. (in Russ.) DOI:10.31854/1813-324X-2020-6-2-30-38

Abstract: In CDMA radio access systems, amplitude distortions in a nonlinear amplifier (NA) of a group signal lead to bit errors at the outputs of subscriber channels. To assess the permissible distortion limits and their influence on the transmission quality of subscriber signals, an electronic model of the amplitude characteristic (AC) and analytical relations are needed that relate the probability of an error when registering the output signal of the communication channel with the nonlinearity of the AC NA and other destabilizing factors. The article compares alternative mathematical models of AC NA. In contrast to traditional methods of analysis, usually limited to the choice of models with fixed parameters, a method for variably determining the parameters of AC is considered. The results are: a comparison of known methods for approximating the AC of broadband nonlinear power amplifiers of radio signals is given, an algorithm for selecting model parameters for CDMA systems with QAM using the Rapp model is proposed.

Keywords: code division multiplexing, CDMA, quadrature amplitude modulation, group signal, radio path, nonlinear distortion, amplitude characteristic, power amplifier.

References

1. Gurevich V. E., Egorov S. G. Nonlinear distortions of multiplexed signal in wireless local loop system. *Infokommunikacionnye tehnologii*. 2012;10(3):79–82 (In Russ.)
2. Gurevich V.E., Egorov S.G. Performance Analysis of Nonlinear Distortions of RF Signal in Wireless CDMA with Quadrature Amplitude Modulation. *Information and Control Systems*. 2015;5(78):106–115 (In Russ.) DOI:10.15217/issn1684-8853.2015.5.106
3. Spilker J.J. Jr. *Digital Communications by Satellite*. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall; 1977. 685 p.
4. Jeruchim M.C., Balaban P., Shanmugan K.S. *Simulation of Communication Systems. Modeling, Methodology and Techniques*. New York: Kluwer academic; 2002. 907 p.
5. Minkoff J. The Role of AM-to-PM Conversion in Memoryless Nonlinear Systems. *IEEE Transactions on Communications*. 1985;33(2):139–144. DOI:10.1109/TCOM.1985.1096262
6. Evtyanov S.I. *Wireless Transmitting Devices*. Moscow: Svyazizdat Publ.; 1950. 643 p. (in Russ.)
7. Bruyevich A.N., Yevtyanov S.I. *Approximation of Nonlinear Characteristics & Spectrum of Harmonic Input Signals*. Moscow: Sovetskoye Radio Publ.; 1965. 344 p. (in Russ.)
8. Voros J. Modeling and identification of Wiener systems with two-segment nonlinearities. *IEEE Transactions on Control Systems Technology*. 2003;11(2):253–257. DOI:10.1109/TCST.2003.809238
9. Gerakoulis D., Geraniotis E. *CDMA: Access and Switching for Terrestrial and Satellite Networks*. Chichester: John Wiley & Sons; 2001. 280 p. DOI:10.1002/0470841699.fmatter_indsb
10. Rapp C. Effects of HPA-Nonlinearity on a 4-DPSK/OFDM-Signal for a Digital Sound Broadcasting System. *Proceeding of the Second European Conference on Satellite Communications, ECSC-2, 22–24 October 1991, Liege, Belgium*. Paris: ESA; 1991. p.179–184.
11. Cann A.J. Nonlinearity Model with Variable Knee Sharpness. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*. 1980;AES-16(6):874–877. DOI:10.1109/TAES.1980.309016
12. Honkanen M., Pollanen O., Tanskanen J., Jarvinen E., Haggman S.-G. Comparison of measured and simulated $\pi/4$ -DQPSK adjacent channel power using a functional high power amplifier model. *Proceeding of the 48-th Vehicular Technology Conference. Pathway to Global Wireless Revolution, VTC 98, 21 May 1998, Ottawa, Canada*. IEEE; 1998. vol.3. p.2459–2463. DOI:10.1109/VETEC.1998.686201
13. Honkanen M., Haggman S.-G. New aspects on nonlinear power amplifier modeling in radio communication system simulations. *Proceedings of 8th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC '97, 1–4 September 1997, Helsinki, Finland*. IEEE; 1997. vol.3. p.844–848. DOI:10.1109/PIMRC.1997.627005
14. Saleh A.A.M. Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers. *IEEE Transactions on Communications*. 1981;29(11):1715–1720. DOI:10.1109/TCOM.1981.1094911
15. Falconer D., Kolze T., Leiba Y. Proposed System Impairment Models. *IEEE 802.16 Broadband Wireless Access Working Group*. 2000.
16. Kaye A., George D., Eric M. Analysis and Compensation of Bandpass Nonlinearities for Communications. *IEEE Transactions on Communications*. 1972;20(5):965–972. DOI:10.1109/TCOM.1972.1091254
17. White G.P., Burr A.G., Javornik T. Modelling of nonlinear distortion in broadband fixed wireless access systems. *Electronics Letters*. 2003;39(8):686–687. DOI:10.1049/el:20030462
18. Ghorbani A., Sheikhan M. The effect of solid state power amplifiers (SSPAs) nonlinearities on MPSK and M-QAM signal transmission. *Proceedings of the Sixth International Conference on Digital Processing of Signals in Communications, 2–6 September 1991, Loughborough, UK*. IET; 1991. p.193–197.
19. Fikhtenholz G.M. *Course of Differential and Integrational Calculus*. Moscow: Nauka Publ.; 1966. 608 p. (in Russ.)

Сведения об авторах:

ГУРЕВИЧ
Виктор Элизарович

кандидат технических наук, профессор кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, gurvic23@mail.ru

ЕГОРОВ
Станислав Геннадьевич

старший преподаватель кафедры радиосистем и обработки сигналов Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, sgegorov@gmail.com
 <https://orcid.org/0000-0003-4191-0396>