

УДК 621.391.82

МЕТОДИКА МОДЕЛИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ С АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИЕЙ В ЗАДАЧАХ АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ ДИСКРЕТНЫМ МЕТОДОМ

Е.В. СИНЬКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 6 апреля 2009

Для структурно-функционального компьютерного моделирования радиоприемников и передатчиков, находящихся в сложной электромагнитной обстановке, разработана и успешно применяется технология дискретного нелинейного анализа [1–4], которая обладает рядом ценных для анализа электромагнитной совместимости качеств: возможностью моделирования в широком частотном и большом динамическом диапазонах, учетом основных типов нелинейных эффектов (интермодуляции, блокирования, перекрестных искажений, побочных каналов приема, преобразования шумов гетеродинов), высокой вычислительной эффективности. В настоящей работе предложена методика моделирования устройств с амплитудно-фазовой конверсией в рамках технологии дискретного нелинейного анализа. С целью проверки предложенной методики выполнен синтез поведенческих моделей трех УВЧ/СВЧ усилителей по исходным данным различных типов: по результатам измерений, по результатам схемотехнического моделирования, по теоретической модели. Учет амплитудно-фазовой конверсии позволяет существенно повысить точность моделирования нелинейных помех, в первую очередь — интермодуляционных.

Ключевые слова: амплитудно-фазовая конверсия, мгновенная квадратурная модель, интермодуляция, электромагнитная совместимость, радиопомехи.

Введение

С каждым годом возрастает количество используемых радиоэлектронных средств (РЭС), что приводит к усложнению анализа и обеспечения их электромагнитной совместимости (ЭМС). Вычислительная эффективность классических (основанных на использовании комбинаторных формул) методов анализа нелинейных помех в радиотрактах [5–7] резко падает с увеличением количества сигналов, образующих электромагнитную обстановку (ЭМО), и с ростом порядка анализируемых нелинейных эффектов. В особо сложных случаях, когда ЭМО характеризуется большим количеством (сотнями, тысячами) сигналов, распределенных в широком частотном диапазоне и имеющих большой динамический диапазон уровней, необходимо принимать во внимание опасность интермодуляции высоких порядков и многосигнальной интермодуляции — в таких ситуациях анализ нелинейных помех с применением классических методов невозможен без дополнительных упрощений в модели ЭМО.

Для решения рассмотренной проблемы разработана и успешно применяется технология дискретного нелинейного анализа (ДНА) ЭМС [1–4]. Данная технология дает возможность учесть совместное влияние нелинейных эффектов всех основных типов и порядков, сохраняя высокую вычислительную эффективность при моделировании радиотрактов, находящихся в очень сложной ЭМО (до 100 тысяч модулированных сигналов).

Важным нелинейным эффектом, влияние которого во многих случаях приходится учитывать, является амплитудно-фазовая конверсия (АФК) [8, 9]. В передатчиках автономных систем (мобильных станций, спутников) исключительно важно получить высокий коэффициент

полезного действия, поэтому рабочая точка выходного усилителя целенаправленно выводится на нелинейный участок амплитудной характеристики (АХ), в результате чего явление АФК может быть ярко выражено [10, 11]. При радиоприеме в сложной ЭМО, вследствие низкой избирательности входных цепей и мощных помех, входные каскады приемника могут работать в нелинейном режиме — в данном случае также возможно наличие АФК [8, 12]. Следовательно, нелинейные модели РЭС и их структурных элементов, предназначенные для анализа ЭМС, должны иметь возможность учета АФК. Отказ от учета АФК ведет к недооценке уровней нелинейных помех, в первую очередь — интермодуляционных [8 — с. 43–47, с. 167], [10 — Fig. 7]. В качестве примера на рис. 1 штрихпунктирными линиями построены графики амплитудных характеристик по двухсигнальной интермодуляции (АХ-ИМ) для амплитудно-фазовой формы модели Saleh (Saleh), синтезированной в [13 — Eqs. (3) and (4), Table I, Fig. 6] по результатам измерений из [10 — Figs. 5 and 6]; пунктирными линиями на рис. 1 показаны графики АХ-ИМ для той же модели, но без учета АФК — фазоамплитудная характеристика (ФАХ) модели принята тождественно равной нулю; маркерами показаны измеренные значения АХ (ромбики) и АХ-ИМ третьего порядка (квадратики) усилителя на лампе бегущей волны [10 — Fig. 6].

Цель настоящей работы — разработать методику моделирования устройств с АФК, предназначенную для анализа ЭМС методом ДНА. Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи: выполнен сравнительный анализ совместимых с технологией ДНА структур поведенческих моделей устройств с АФК (раздел 1); указаны способы получения амплитудной (АХ) и фазоамплитудной (ФАХ) характеристик моделируемых устройств (раздел 2); разработана методика оценки параметров важных для практики полиномиальных мгновенных квадратурных моделей (МКМ) (разделы 3 и 4); выполнена проверка методики на примерах (раздел 5).

1. Структура модели

Для моделирования устройств с АФК в [10] предложена квадратурная модель, содержащая две безынерционных нелинейности (БН), выходные сигналы которых (в нечетных гармонических зонах) сдвинуты по фазе на 90° друг относительно друга — структура данной модели (с учетом особенностей метода ДНА [1–4]) приведена на рис. 2. Через $y(x)$ и $g(x)$ обозначены передаточные характеристики БН для мгновенных значений (МПХ). ПБПФ — прямое, а ОБПФ — обратное быстрое преобразование Фурье (БПФ). Фазовращатель (обозначен как " -90° ") в квадратурном канале модели реализует преобразование Гильберта в частотной области. Исключение квадратурного канала ($g(x) \equiv 0$) сводит модель к БН. Модель на рис. 2 будем называть мгновенной квадратурной моделью (МКМ), чтобы подчеркнуть отличие от реализации на уровне комплексной огибающей [9 — р. 217], и обозначать МКМ-К.

МКМ-К была предложена для моделирования устройств с АФК в пределах первой гармонической зоны и ориентирована на анализ и разработку систем связи [10]. При моделировании нелинейных продуктов четных порядков, учет которых важен с точки зрения анализа ЭМС [14, 5, 6], МКМ-К эквивалентна БН. В [2] предложена новая разновидность МКМ (рис. 3), которая, в отличие от МКМ-К, позволяет воспроизводить ФАХ в четных гармонических зонах и, тем самым, уточнить описание нелинейных продуктов четных порядков — данную модель будем обозначать МКМ-Л. Как видно из рис. 2 и 3, МКМ-Л отличается от МКМ-К структурой квадратурного канала, подробное математическое описание которого разработано в [15].

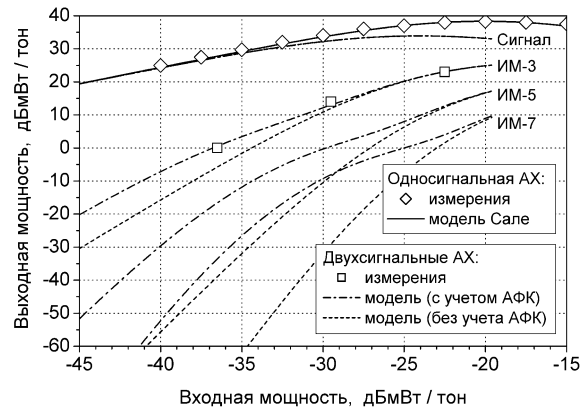


Рис. 1. Амплитудные характеристики по интермодуляции для модели Saleh.

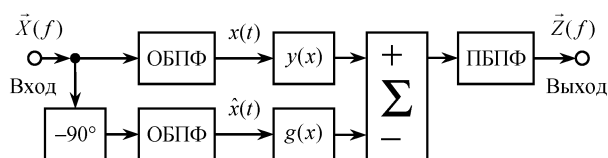


Рис. 2. Мгновенная квадратурная модель (МКМ-К).

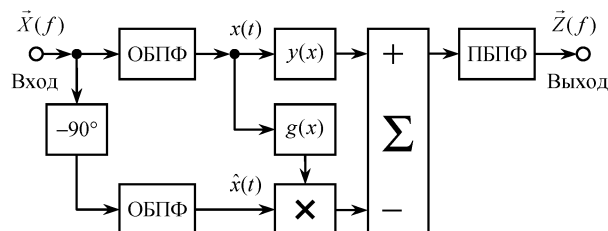


Рис. 3. Мгновенная квадратурная модель (МКМ-Л).

В [16] предложен еще один вариант структуры МКМ (обозначим его МКМ-Б), позволяющий, как и МКМ-Л, моделировать ФАХ четных порядков. Однако при реализации в рамках технологии ДНА МКМ-Б требует выполнения четырех БПФ, а МКМ-Л — трех (рис. 3). Это означает, что асимптотически (в ситуациях, когда производится детальный нелинейный анализ, требующий выполнения БПФ большой длины, и основная часть времени моделирования затрачивается на выполнение БПФ) МКМ-Б проигрывает МКМ-Л в быстродействии на 33%.

На основе сказанного сформулируем рекомендации по выбору структуры модели. Для этого выделим два типа приложений.

Приложения, не требующие учета нелинейных продуктов четных порядков, и приложения, в которых продукты четных порядков с достаточной для практики точностью описываются четной безынерционной МПХ — для таких приложений МКМ-К и МКМ-Л эквивалентны друг другу. Примером приложения данного типа является моделирование узкополосного усилителя промежуточной частоты с сосредоточенной на входе избирательностью.

Приложения, в которых нелинейные продукты четных порядков недостаточно точно описываются четной безынерционной МПХ — следовательно, в данных приложениях целесообразно использовать МКМ-Л. Приведем примеры таких приложений.

Моделирование широкополосных усилителей [8, 12].

Моделирование узкополосных усилителей с плохой фильтрацией на входе (таковым обычно является усилитель радиочастоты в супергетеродинном приемнике [5, 6]).

Моделирование усилителей с контролем АХ и ФАХ в нескольких гармонических зонах [16].

Моделирование умножителей частоты с АФК [17, 8] и преобразователей частоты с АФК [8].

2. Исходные данные для синтеза модели

Исходными данными для синтеза мгновенных квадратурных моделей являются АХ и ФАХ моделируемого устройства в одной или двух соседних гармонических зонах. АХ и ФАХ в анализируемой гармонической зоне могут быть заданы тремя способами: как результаты эксперимента, как результаты схемотехнического или электродинамического моделирования, как теоретическая модель.

Измерение АХ и ФАХ можно выполнять статическим методом (при гармоническом входном сигнале — например, с помощью векторного анализатора цепей) или динамическим методом [9]. Наибольшее практическое значение имеют два варианта реализации динамического метода: 1) измерения в частотной области при бигармоническом входном сигнале с неравными амплитудами составляющих [11, 9]; 2) измерения во временной области при реалистичном модулированном входном сигнале [17, 18].

АХ и ФАХ могут быть получены путем схемотехнического или электродинамического моделирования исследуемого устройства — при этом для сокращения времени расчета АХ и

ФАХ, как правило, моделируется измерительная процедура с простым входным сигналом (гармоническим или бигармоническим).

Большинство известных теоретических моделей АХ и ФАХ предназначены для описания радиочастотных усилителей мощности [13, 19–21].

3. Методика расчета параметров модели

Особенностью технологии ДНА является использование полиномиальных моделей нелинейных МПХ. Такие модели ограничивают расширение спектра сигнала при нелинейном преобразовании и позволяют полностью исключить эффект наложения частот — тем самым удается реализовать большой динамический диапазон нелинейного анализа (до 300 дБ) [1–4], что открывает широкие возможности для исследования интермодуляционных и шумоподобных помех в радиотрактах. Дальнейшее изложение ориентировано на полиномиальные модели.

Подставив полиномиальные МПХ

$$y(x) = \sum_{k=0}^M a_{I_k} \cdot x^k ; \quad g(x) = \sum_{k=0}^{M-1} a_{Q_k} \cdot x^k \quad (1)$$

в преобразования Чебышева первого рода [22 – формула (2)] и второго рода [15 – формула (16)] соответственно, можно показать, что комплексные амплитудные характеристики МКМ-Л (см. рис. 3) являются полиномами вида

$$\begin{aligned} \bar{Z}_i(X_1) &= Z_{I_i}(X_1) + j \cdot Z_{Q_i}(X_1), \\ Z_{I_i}(X_1) &= \sum_k b_{I_{i,k}} \cdot X_1^k, \quad Z_{Q_i}(X_1) = \sum_k b_{Q_{i,k}} \cdot X_1^k, \\ i &= 1, 2, \dots, M; \quad j = \sqrt{-1}; \quad k = i, i+2, \dots, M, \end{aligned} \quad (2)$$

где X_1 — амплитуда входного гармонического сигнала; M — порядок полиномиальной МКМ; i — порядок комплексной АХ (номер гармонической зоны); $b_{I_{i,k}}$ и $b_{Q_{i,k}}$ — действительные коэффициенты, связанные с коэффициентами МПХ (1) соотношениями:

$$b_{I_{i,k}} = 2^{1-k} \cdot C_k^{(k-i)/2} \cdot a_{I_k}; \quad (3)$$

$$b_{Q_{i,k}} = (i/k) \cdot 2^{1-k} \cdot C_k^{(k-i)/2} \cdot a_{Q_{k-1}}, \quad (4)$$

C_n^m — коэффициенты бинома: $C_n^m = n! / [m! \cdot (n-m)!]$.

Отметим, что формула (3) для полиномиальной БН известна давно [22 — формула (T5)], а формула (4) для квадратурного канала полиномиальной МКМ-Л приводится впервые.

Как следует из (2), (3) и (4), использование полиномиальных моделей МПХ позволяет выполнить синтез МКМ-Л квазианалитическим методом по следующему алгоритму:

1) синтезировать амплитудную квадратурную модель — для этого на основе заданных АХ $Z_i(X_1)$ и ФАХ $\Psi_i(X_1)$ порядка i вычислить действительную $Z_{I_i}(X_1)$ и мнимую $Z_{Q_i}(X_1)$ части комплексной амплитудной характеристики $\bar{Z}_i(X_1)$:

$$\begin{aligned} Z_{I_i}(X_1) &= Z_i(X_1) \cdot \cos \Psi_i(X_1); \\ Z_{Q_i}(X_1) &= Z_i(X_1) \cdot \sin \Psi_i(X_1), \end{aligned} \quad (5)$$

а затем аппроксимировать функции $Z_{I_i}(X_1)$ и $Z_{Q_i}(X_1)$ полиномами вида (2);

2) преобразовать амплитудную квадратурную модель в мгновенную, вычислив коэффициенты полиномиальных МПХ (1) с помощью формул (3) и (4).

Напомним, что МКМ-Л можно синтезировать на основе амплитудных квадратурных моделей в двух соседних гармонических зонах [2, 15] — это следует также из (1) и (2).

Аналогичным образом можно выполнить синтез полиномиальной МКМ-К (рис. 2).

4. Полиномиальная аппроксимация комплексных амплитудных характеристик

В качестве математического метода аппроксимации был выбран метод наименьших квадратов (МНК), который был признан оптимальным по совокупности следующих характеристик: простота, надежность, универсальность (возможность аппроксимации как теоретических, так и экспериментальных зависимостей), хорошая изученность, примеры применения для решения аналогичных задач [23, 24]. Математические основы и особенности реализации МНК детально изложены в [25], но необходимо также учесть следующие особенности решаемой задачи.

1) *Взвешивание исходных данных.* Значения весовой функции МНК вычисляются на основе абсолютных погрешностей $\Delta Z_{I_i}(X_1)$ и $\Delta Z_{Q_i}(X_1)$ измерения (моделирования, вычисления) значений аппроксимируемых функций (5). Данные погрешности следует оценивать как погрешности косвенных измерений — применив общую формулу [26 — раздел 2.1.2.2] к выражениям (5), получим (аргумент X_1 для краткости опущен):

$$\begin{aligned}\Delta Z_{I_i} &= Z_i \cdot [|\cos \Psi_i| \cdot \delta Z_i + |\sin \Psi_i| \cdot \Delta \Psi_i]; \\ \Delta Z_{Q_i} &= Z_i \cdot [|\sin \Psi_i| \cdot \delta Z_i + |\cos \Psi_i| \cdot \Delta \Psi_i],\end{aligned}\tag{6}$$

где Z_i и Ψ_i — измеренные значения АХ и ФАХ порядка i , соответственно; δZ_i — относительная погрешность измерения значения АХ; $\Delta \Psi_i$ — абсолютная погрешность измерения значения ФАХ, (радиан).

2) *Необходимость субтабулирования.* У краев интервала аппроксимации полином может иметь выбросы большой амплитуды между точками исходных данных [27 — Function document: e02adc]. Для борьбы с выбросами следует применять субтабулирование — сгущение таблиц экспериментальных данных с помощью локальной интерполяции [28 — с. 67].

3) *Плохая обусловленность степенного базиса.* Для получения качественной аппроксимации необходимо принять следующие меры.

3.1) Перед аппроксимацией нормировать значения аргумента (входной амплитуды $X_1 \geq 0$) к интервалу $[0; 1]$ — см. [27 — Chapter introduction: e02].

3.2) Использовать алгоритм аппроксимации, основанный на ортогональном разложении матриц [25].

3.3) Контролировать адекватность полученной аппроксимации по критерию [25 — р. 677]: $Cond_2 < 1/\varepsilon$, где $Cond_2$ — число обусловленности матрицы плана МНК; ε — машинная точность.

4) *Критерий точности и выбор порядка аппроксимации.* В задачах анализа ЭМС точность синтезированной модели устройства с АФК целесообразно трактовать как точность воспроизведения амплитудных характеристик по двухсигнальной интермодуляции (АХ-ИМ) — такой критерий использовался и в работах [23, 2, 24]; в соответствии с данным критерием следует выбирать и оптимальный порядок полиномиальной модели (2) комплексной АХ, как это предложено в [24]. Расчет АХ-ИМ для полиномиальной модели удобно выполнять квазианалитическим методом [29 — Eq. (17)].

5. Проверка методики моделирования устройств с амплитудно-фазовой конверсией

Для проверки разработанной методики были синтезированы полиномиальные МКМ-К и МКМ-Л на основе исходных данных различных типов: 1) по результатам измерений [30 — р. 118]; 2) по результатам схемотехнического моделирования [2 — Figs. 9–11]; 3) по теоретической модели Сале (Saleh) [13 — Eqs. (3) and (4), Table I, Fig. 6].

Наиболее сложными для синтеза полиномиальной модели оказались данные из [2 — Figs. 9–11]: по причине сложной формы ФАХ (рис. 4) потребовалось повысить порядок модели до максимально возможного (до 41-го). На рис. 5 представлены: 1) графики АХ-ИМ синтезиро-

ванной полиномиальной модели (фрагменты *a*, *б*); 2) графики АХ-ИМ, вычисленных с помощью формулы [29 — Eq. (9)] по результатам кусочно-линейной интерполяции квадратурных составляющих (5) комплексной АХ (фрагмент *a*); 3) графики АХ-ИМ, полученных в [2] путем схемотехнического моделирования (фрагмент *б*). Из представленных графиков видно, что синтезированная полиномиальная модель хорошо воспроизводит уровни нелинейных продуктов 3, 5, 7 и 9-го порядков вплоть до уровня шумов (обусловленных погрешностями моделирования АХ и ФАХ [23, 24]), равного -70 дБмВт (рис. 5,*a*). Ниже уровня шумов синтезированная модель дает физически адекватную, но количественно неточную аппроксимацию АХ-ИМ 5, 7 и 9-го порядков (рис. 5,*б*).

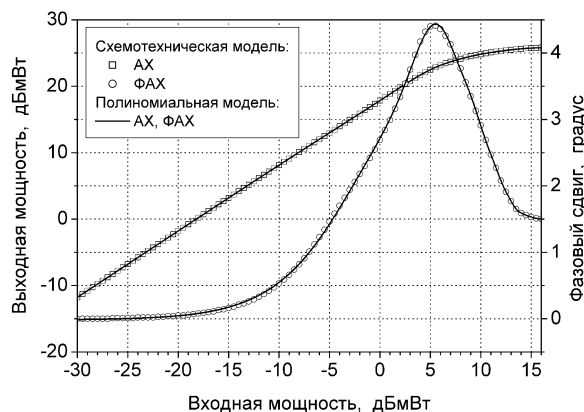


Рис. 4. Амплитудная и фазоамплитудная характеристики однокаскадного транзисторного УВЧ усилителя и их аппроксимация полиномиальной квадратурной моделью 41-го порядка.

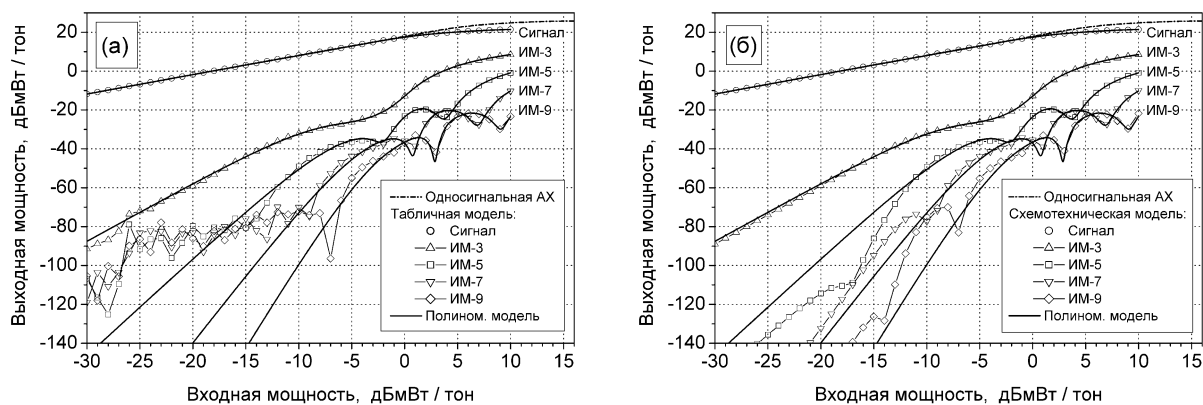


Рис. 5. Амплитудные характеристики по двухсигнальной интермодуляции однокаскадного транзисторного УВЧ усилителя и полиномиальной квадратурной модели 41-го порядка.

Заключение

Разработанная методика моделирования устройств с АФК имеет следующие достоинства, определяющие ее практическую ценность:

- 1) простота: пересчет АХ в МПХ и вычисление АХ-ИМ для полиномиальных моделей выполняются квазианалитическим методом (путем пересчета коэффициентов полиномов);
- 2) универсальность: работоспособность методики проверена на исходных данных различных типов;
- 3) эффективность: методика позволяет с достаточной для практики анализа ЭМС точностью воспроизводить нелинейные продукты высоких порядков (см. раздел 5).

Отметим, что рассмотренная в разделе 4 методика синтеза амплитудных квадратурных моделей представляет интерес не только для анализа ЭМС, но и при моделировании систем связи методом комплексной огибающей [9].

AM-PM CONVERSION SIMULATION TECHNIQUE FOR DISCRETE NONLINEAR ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

E.V. SINKEVICH

Abstract

The discrete nonlinear analysis technology has been developed and successfully applied for computer-aided behavioral simulation of radio receivers and transmitters operating in severe electromagnetic environment [1–4]. This technology has a number of essential features to analyze electromagnetic compatibility: simulation in a wide frequency and dynamic ranges, consideration of all the fundamental types of nonlinear effects (intermodulation, desensitization, cross-modulation, spurious responses, reciprocal mixing), high computational efficiency. In this paper, a technique for simulation of devices with amplitude-to-phase (AM-PM) conversion in the framework of the discrete nonlinear analysis technology is developed. For validation of the technique, behavioral models of three UHF/SHF amplifiers were synthesized from the different types of initial data: from measurement results, from circuit-level simulation results, from theoretical model. Taking into account conversion increases the accuracy of simulating the nonlinear interference, and first of all – the intermodulation interference, significantly.

Литература

1. Мордачев В.И. // Труды IX Межд. Вроцлавского симпозиума по ЭМС. 1988. С. 565–570.
2. Loyka S.L., Mosig J.R. // Int. J. RF and Microwave CAE. 2000. Vol. 10, No. 4. P. 221–237.
3. Mordachev V.I., Sinkevich E.V. // Proc. of XIX-th Intern. Wroclaw Symp. on EMC. 2008. P. 423–428.
4. EMC-Analyzer. Mathematical models and algorithms of electromagnetic compatibility analysis and prediction software complex. Minsk, 2008.
5. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи, Вып. 1 / Сост. Д.Р.Ж. Уайт; пер. с англ. М., 1977.
6. Виноградов Е.М. и др. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Л., 1986.
7. Smith J.L. Intermodulation prediction and control. Gainesville, VA, 1993.
8. Амплитудно-фазовая конверсия / Под ред. Г.М. Крылова. М., 1979.
9. Jeruchim M.C. et al. Simulation of communication systems. 2nd ed. New York, 2000.
10. Kaye A.R. et al. // IEEE Trans. on Communications. 1972. Vol. 20, No. 5. P. 965–972.
11. Clark C.J. et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. 2002. Vol. 50, No. 6. P. 1590–1602.
12. Пушкарев В.П. // Труды 17 Межд. конф. CriMiCo'2007. С. 60–62.
13. Saleh A.A.M. // IEEE Trans. on Communications. 1981. Vol. 29, No. 11. P. 1715–1720.
14. Lustgarten M.N. // 1979 IEEE Int. Symp. on EMC. 1979. P. 314–318.
15. Синькевич Е.В. // Доклады БГУИР. 2007. № 2. С. 45–54.
16. Behravan A., Eriksson T. // IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON). 2003. P. 409–412.
17. Park Y., Kenney J.S. // IEEE Trans. Microwave Theory and Tech. 2003. Vol. 51, No. 12. P. 2516–2522.
18. Zhu A. et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. 2008. Vol. 56, No. 7. P. 1524–1534.
19. Woo W., Kenney J.S. // IEEE Radio and Wireless Conference (RAWCON), 19–22 Sep. 2004. P. 175–178.
20. Raich R., Zhou G.T. // IEEE Trans. Signal Proc. 2004. Vol. 52, No. 10, P. 2788–2797.
21. Ichikawa M. et al. // 2005 IEEE Int. Conference on Personal Wireless Communications. 2005. P. 533–536.
22. Blachman N.M. // IEEE Trans. on Information Theory. 1971. Vol. 17, No. 4. P. 398–404.
23. Staudinger J. // Microwave J. 1997. Vol. 40, No. 11. P. 66–86.
24. Loyka S.L., Mosig J.R. // Int. J. RF and Microwave CAE. 2000. Vol. 10, No. 4. P. 238–252.
25. Press W.H. et al. Numerical recipes in C. 2nd ed. Cambridge University Press, 1997.
26. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся втузов. М., 1981.
27. NAG C Library Manual, Mark 8, Dec. 2005. <http://www.nag.com>
28. Самарский А.А. Введение в численные методы. М., 1982.
29. Blachman N.M. // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, Signal Proc. 1981. V. 29, No. 6. P. 1202–1205.
30. Gard K. Autocorrelation analysis of spectral regrowth generated by nonlinear circuits in wireless communication systems. PhD dissertation, University of California, San Diego. 2003.