

УДК 621.391.82

КОМБИНИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ НЕЛИНЕЙНОСТИ РАДИОТРАКТА ДЛЯ ДИСКРЕТНОГО АНАЛИЗА ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ

Е.В. СИНЬКЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 17 октября 2014

На примере СВЧ-усилителя выполнено сравнение методик синтеза моделей нелинейности, применяемых в рамках технологии дискретного анализа электромагнитной совместимости: модели, синтезированные с помощью различных методик, сопоставлены по типам воспроизводимых нелинейных эффектов и по точности воспроизведения уровней нелинейных помех. На основе результатов сравнения разработана методика синтеза комбинированных моделей нелинейности, имеющих высокую точность аппроксимации амплитудных характеристик объекта моделирования по полезному сигналу и по нелинейным помехам как в малосигнальной области, так и в области блокирования.

Ключевые слова: интермодуляция, блокирование, функциональное моделирование, радиоприемник, усилитель.

Введение

Для компьютерного моделирования помех, возникающих вследствие нелинейности радиотрактов (побочных каналов приема, интермодуляции, блокирования, перекрестной модуляции и др. [1–4]), разработана и успешно применяется технология дискретного нелинейного анализа (ДНА) электромагнитной совместимости (ЭМС) [5–7]. По сравнению с традиционными методами анализа нелинейных помех [1, 8], технология ДНА обладает существенно более высокой точностью и вычислительной эффективностью.

Чтобы в полной мере реализовать преимущества технологии ДНА, необходимы высококачественные нелинейные модели радиотрактов, а также их узлов и блоков (в первую очередь – усилителей и преобразователей частоты). Цель настоящей работы – сравнить совместимые с технологией ДНА методики синтеза моделей нелинейности, охарактеризовать их достоинства, недостатки, область применения и возможности усовершенствования.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи. На примере СВЧ-усилителя выполнен детальный анализ характеристик трех методик синтеза моделей нелинейности – классической методики (раздел 3.1) и двух перспективных методик: подбора наиболее адекватной теоретической модели из библиотеки (раздел 3.2) и аппроксимации односигнальных амплитудных характеристик моделируемого устройства (раздел 3.3). На основе результатов этого анализа предложена методика синтеза комбинированных моделей (раздел 4) и даны практические рекомендации по применению методик (заключение).

1. Особенности нелинейных моделей для ДНА

Эффективность технологии ДНА во многом обусловлена тем, что нелинейности моделируются во временной области на основе передаточных характеристик для мгновенных значений сигнала (а не для комплексной огибающей) [5, 6]. Второй важной особенностью ДНА (обеспечивающей высокий динамический диапазон нелинейного анализа – до 300 dB) является использование полиномиальных моделей нелинейности [5, 6]:

$$y(x) = \sum_{k=0}^M a_k \cdot x^k, \quad (1)$$

где x и y – мгновенные значения напряжений на входе и выходе нелинейности, M – порядок модели, $\{a_k\}$ – коэффициенты модели.

Взаимосвязь мгновенной передаточной характеристики (МПХ) (1) и односигнальной амплитудной характеристики (АХ) порядка N (АХ- N) рассмотрена в [9], взаимосвязь односигнальных и двухсигнальных АХ – в [10], а прямой расчет двухсигнальных АХ по МПХ – в [11, 12]. К двухсигнальным, в частности, относятся АХ по блокированию (АХ-Б) и АХ по двухсигнальной интермодуляции (ИМ) порядка N (АХ-ИМ- N).

2. Исходные данные для синтеза моделей

В качестве примера, на котором выполнялось исследование возможностей и характеристик методик синтеза нелинейных моделей, использованы результаты измерения характеристик интегрального СВЧ усилителя [13 – Figs. 5, 14]. Набор исходных данных содержит таблицу значений АХ-1 (рис. 1, а) и таблицу значений АХ-ИМ нечетных порядков (1, 3, 5, 7, 9), измеренных в первой гармонической зоне (рис. 1, б). Числовые характеристики набора исходных данных приведены в таблице: защищаемое отношение сигнал/помеха (ОСП) на выходе и чувствительность были выбраны автором, т.к. они зависят от системы, в которой используется моделируемый усилитель; остальные характеристики вычислены на основе АХ-1 и АХ-ИМ. Соответствующая уровню восприимчивости к интермодуляции по выходу Y_1 точка каждой АХ-ИМ (-3, -5, -7, -9) находится в пределах малосигнальной области, т.к. в этой точке наклон АХ-ИМ (dB/dB) равен ее порядку (см. рис. 1, б).

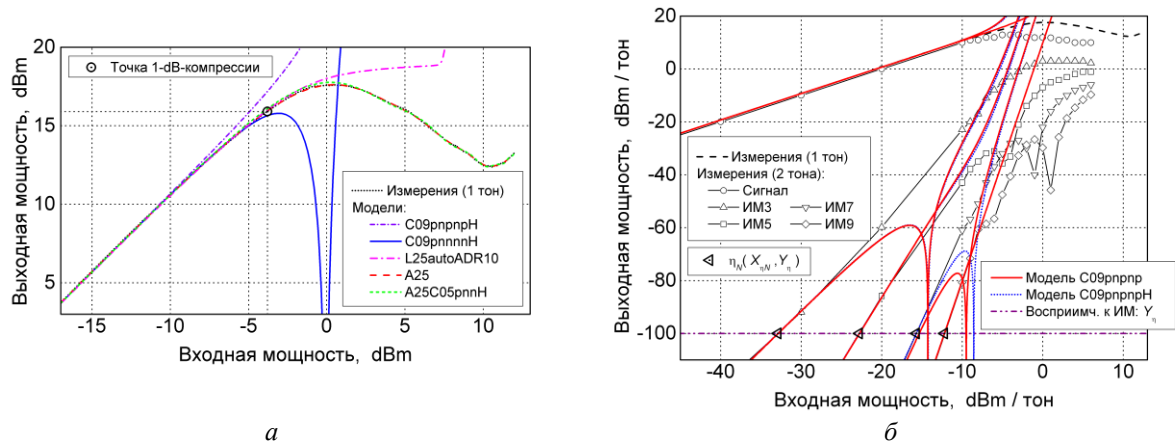


Рис. 1. Амплитудные характеристики (АХ) интегрального монолитного СВЧ-усилителя.
а – АХ по полезному сигналу (АХ-1): результаты измерений и расчета по различным моделям;
б – АХ по двухсигнальной интермодуляции (АХ-ИМ): результаты измерений и расчета по классическим моделям «C09prnpnr» и «C09prnnprH»

Вторичные параметры набора исходных данных

Параметр	Значение	Параметр	Значение
Чувствительность ($X_{\min}$), dBm	-120,7	ДДИ-5 (IDR_5), dB	97,9
Точка 1-dB-компрессии (X_{1dB}), dBm	-3,8	ДДИ-7 (IDR_7), dB	105,0
Динамический диапазон (ДД) по полезному сигналу (SDR), dB	116,9	ДДИ-9 (IDR_9), dB	108,5
Малосигнальное усиление (G_0), dB	20,7	Точка пересечения ($IP_{3(in)}$), dBm	11
ОСП на выходе (SIR_{out}), dB	0	Макс. входной сигнал ($X_{\max}$), dBm	12
Восприимчивость к ИМ по вых. (Y_1), dBm	-100	Макс. ДД аппроксимации ($ADR_{\max}$), dB	15,8
ДД по ИМ 3-го порядка (ДДИ-3) (IDR_3), dB	87,8	Сопротивления источника и нагрузки ^а (R), Ohm	50

а. Необходимы для пересчета мощности в напряжение и обратно

3. Сравнение известных методик синтеза нелинейных моделей для ДНА

3.1. *Классическая методика.* Классическая методика синтеза основана на взаимно-однозначном преобразовании малосигнального уровня нелинейного продукта порядка N в модуль коэффициента a_N МПХ (1) [2, 8, 14]. Применительно к ДНА классическая методика изложена в [15, 16], причем малосигнальные уровни интермодуляционных продуктов, попадающих в первую гармоническую зону, выражены через динамические диапазоны IDR_N по интермодуляции порядка N (ДДИ- N). Эти ДДИ и являются исходными данными для синтеза.

Требуется, чтобы каждая АХ-ИМ- N синтезированной модели проходила через точку $\eta_N(X_{\eta N}, Y_{\eta N})$, координатами которой являются уровни восприимчивости моделируемого устройства к интермодуляции порядка N по входу и выходу: $X_{\eta N} = X_{\min} \cdot IDR_N$, $Y_{\eta N} \equiv Y_{\eta} = G_0 \cdot X_{\min} / SIR_{out}$, где $X_{\min}$ – чувствительность (минимальная амплитуда полезного сигнала на входе нелинейности); G_0 – малосигнальный коэффициент усиления; SIR_{out} – требуемое ОСП на выходе нелинейности (значения $X_{\min}$, IDR_N , G_0 и SIR_{out} определены через амплитуды напряжений) – рис. 1, б. Коэффициенты модели (1), удовлетворяющие указанному требованию, вычисляются по формуле:

$$a_N = \frac{(2/X_{\min})^{N-1} \cdot \sigma_N \cdot G_0}{C_N^{|n_{2N}|} \cdot IDR_N^N \cdot SIR_{out}} - \sum_s \gamma_{N+2s} (X_{\min} \cdot IDR_N)^{2s}, \quad N = M, M-1, \dots, 2,$$

$$n_{2N} = -\text{Trunc}[N/2], \quad s = 1, 2, \dots, L_N, \quad L_N = \text{Trunc}[(M-N)/2], \quad (2)$$

$$\gamma_{N+2s} = \frac{a_{N+2s} \cdot C_k^s}{C_N^{|n_{2N}|} \cdot 2^{2s}} \cdot \sum_{i=0}^s C_s^i \cdot C_{N+s}^{|n_{2N}|+i}, \quad C_n^m = \frac{n!}{m! \cdot (n-m)!},$$

где σ_N – знак, характеризующий начальную фазу интермодуляционного продукта порядка N на выходе нелинейности при уровне входного сигнала, равном $X_{\eta N}$.

Сумма в (2) характеризует влияние нелинейности высших порядков на IDR_N (и, соответственно, на a_N); если этим влиянием пренебречь, приняв $\gamma_{N+2s} = 0$, то (2) переходит в известную малосигнальную формулу [15, 12]. Учет влияния нелинейности высших порядков в (2) обеспечивает точное прохождение АХ-ИМ всех анализируемых порядков через точки $\eta_N(X_{\eta N}, Y_{\eta N})$ (ср. модели «C09rpnpH» и «C09rpnpH» на рис. 1, б).

Знаки σ_N в (2), в принципе, можно найти путем синхронных или векторных измерений [17]. Если же это невозможно (например, если требуется синтезировать модель только на базе приводимых в спецификации стандартизованных характеристик) или нецелесообразно (например, из-за высокой стоимости векторных измерений), то следует доопределить знаки так, чтобы обеспечить требуемую форму АХ-1 и АХ-ИМ синтезированной модели. В первую очередь следует рассматривать модели с одинаковыми знаками коэффициентов a_N при высших ($N > 1$) степенях одинаковой четности в (1): $\text{sign}(a_N) = \text{sign}(a_{N+2})$, $N = 2, 3, \dots$ (если влияние нелинейности высших порядков на IDR_N невелико, то, как следует из (2), знаки коэффициентов a_N совпадают со знаками σ_N : $\text{sign}(a_N) = \sigma_N$). Такой набор знаков не гарантирует отсутствие недооценки АХ-ИМ моделью, но хотя бы обеспечивает (за счет синфазного учета влияния нелинейности разных порядков) отсутствие провалов в АХ-ИМ высших порядков – см. рис. 2, а. И наоборот, предложенное в [15, 16, 12] чередование знаков обычно приводит к провалам в АХ-ИМ (см. рис. 1, б).

Сказанное иллюстрируют характеристики моделей 9-го порядка, синтезированных по классической методике на основе исходных данных из раздела 2 (рис. 1, б и 2, а). При синтезе моделей «C09rpnpH» и «C09rpnpH» знаки σ_N в (2) выбраны чередующимися: $(\sigma_1, \sigma_3, \sigma_5, \sigma_7, \sigma_9) = (1, -1, 1, -1, 1)$; АХ-ИМ-3 и АХ-ИМ-7 этих моделей имеют провалы, наличие которых может привести к серьезной недооценке и даже к пропуску интермодуляционных

помех 3-го и 7-го порядков (рис. 1, б). Модель «C09pnnnnH» (рис. 2, а) получена при знаках $(\sigma_1, \sigma_3, \sigma_5, \sigma_7, \sigma_9) = (1, -1, -1, -1, -1)$. Литера «Н» в названии модели означает учет влияния нелинейности высших порядков в (2).

Классическая методика позволяет синтезировать только малосигнальную модель невысокого порядка (верхняя граница области справедливости такой модели обычно не превышает точки 1-dB-компрессии АХ-1). Это обусловлено следующими обстоятельствами:

1. Поскольку при синтезе требуется совпадение АХ-ИМ- N модели и устройства только в точке $\eta_N(X_{\eta N}, Y_{\eta N})$, то в общем случае классическая модель позволяет точно предсказать АХ-ИМ- N только в этой точке. Если точка η_N находится в малосигнальной области (что на практике выполняется только для АХ-ИМ низших порядков N – обычно не выше 9-го), то появляется возможность точно воспроизвести АХ-ИМ- N во всей малосигнальной области (в которой влиянием нелинейности порядков $N+2, N+4, \dots$ на АХ-ИМ- N можно пренебречь, и поэтому наклон АХ-ИМ- N , dB/dB, постоянен и равен ее порядку N [14]).

2. Порядок M классических моделей ограничен: поскольку старший коэффициент модели вычисляется в малосигнальном приближении (при $N = M$ сумма в (2) отсутствует), то точка η_M должна попадать в малосигнальную область АХ-ИМ- M моделируемого устройства (иначе расчет коэффициента a_M становится принципиально неверным, и синтезированная по формуле (2) модель МПХ (1) перестает быть рядом Тейлора).

3. Классическая модель не описывает область существенной нелинейности (т.е. область колена и насыщения АХ-1, ответственную за блокирование с уровнями 1 dB и более), даже если известны ДДИ очень высоких порядков и соответствующие этим ДДИ точки η_N попадают в малосигнальную область АХ-ИМ- N , т.к. погрешности измерения ДДИ недопустимо искажают значения коэффициентов при высших степенях полинома [16].

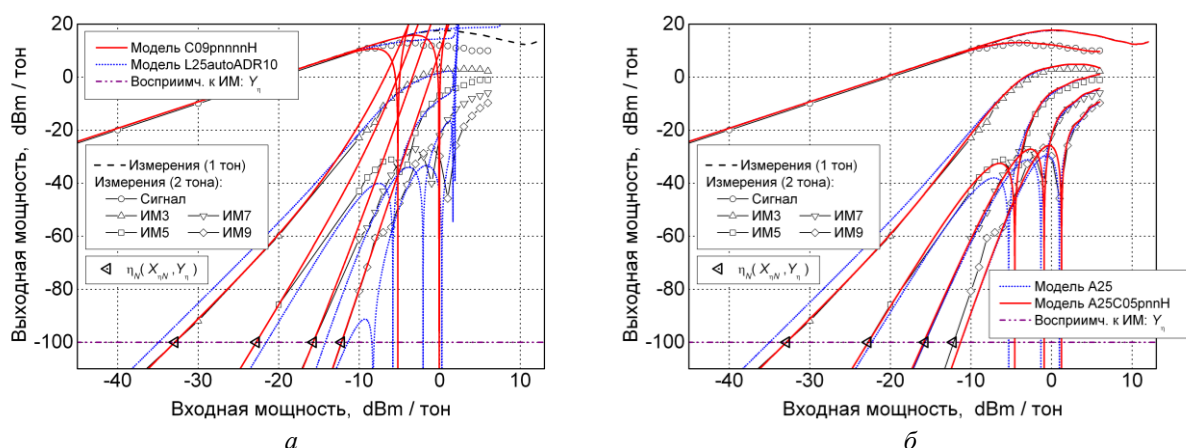


Рис. 2. Амплитудные характеристики интегрального монолитного СВЧ-усилителя по двухсигнальной интермодуляции (АХ-ИМ): а – результаты измерений и расчета по моделям «C09pnnnnH» и «L25autoADR10»; б – результаты измерений и расчета по моделям «A25» и «A25C05pnnH»

3.2. Синтез путем подбора теоретической модели из библиотеки. Сущность методики заключается в подборе (и полиномиальной аппроксимации) такой промежуточной аналитической модели МПХ, которая наилучшим образом согласуется с исходными данными (параметрами моделируемого устройства): малосигнальным коэффициентом усиления, уровнем насыщения (либо динамическим диапазоном по блокированию – ДДБ), ДДИ различных порядков.

Подбор промежуточной модели выполняется с помощью библиотеки, которая включает следующие виды симметричных двусторонних ограничителей (формулы приведены в [16, 18]): идеальный (жесткий), синусоидальный, экспоненциальный, «Арктангенс», «Гиперболический тангенс», «Дифференциальный каскад на полевых транзисторах», «Функция ошибок». Каждая входящая в библиотеку модель имеет малосигнальный квазилинейный участок и область

насыщения, что позволяет физически адекватно описать как грубые (блокирование), так и тонкие (интермодуляцию) нелинейные эффекты [16].

Методика реализуется по следующему алгоритму [16]. Сначала выбирается нормированная промежуточная модель МПХ и осуществляется ее аппроксимация полиномом степени M на интервале $|x| < ADR$ путем интерполяции по специализированной методике. Затем полученная полиномиальная модель денормируется в соответствии с малосигнальным усилением и уровнем насыщения моделируемого устройства. Для денормированной полиномиальной модели рассчитываются ДДИ и вычисляется критерий качества, который представляет собой среднеквадратическую (или максимальную) ошибку между рассчитанными ДДИ модели и заданными ДДИ устройства (выраженными в dB). Эти шаги повторяются для других значений параметров полиномиальной аппроксимации и для других промежуточных моделей, после чего выбирается наилучшая (минимизирующая критерий качества) модель. И наконец, рабочая точка выбранной модели смещается так, чтобы наилучшим образом (минимизировав критерий качества) аппроксимировать ДДИ четных порядков.

В отличие от классической, данная методика позволяет физически адекватно описать и малосигнальную область, и область насыщения нелинейности, что достигается за счет адекватности всех теоретических моделей из библиотеки. Однако это качественно верное описание, как правило, является количественно неточным. Например, модель 25-го порядка «L25autoADR10», синтезированная по исходным данным из Раздела 2 ($X_{\min}$, G_0 , ДДИ-3, -5, -7, -9 и ДДБ; в качестве приближенной оценки ДДБ широкополосного усилителя был использован его ДД по полезному сигналу) путем автоматизированного подбора (рис. 2, а), недооценивает уровни АХ-ИМ-5, -7 и -9 как в малосигнальной области, так и области насыщения.

Точность модели, синтезированной путем подбора, зависит, в первую очередь, от наличия удачной (хорошо согласующейся с исходными данными) теоретической модели в библиотеке. Это обстоятельство указывает на возможное направление доработки методики: расширить библиотеку теоретических моделей (например, дополнив ее моделями с переменной крутизной колена [19, 20]).

Отметим, что в [16] также предложена методика оценивания уровня насыщения нелинейности (в том случае, когда отсутствуют результаты его измерения) в процессе синтеза модели нелинейности на основе измеренных ДДИ – для получения оценки неявно используется библиотека теоретических моделей, но не учитывается априорная информация о моделируемом объекте. Учет такой информации необходим, поскольку, как показывают результаты экспериментов [21], взаимосвязь между параметрами малой и существенной нелинейности сильно зависит от схемной реализации и диапазона рабочих частот моделируемого объекта. Количественно эта взаимосвязь обычно описывается параметром $q \equiv IP_{3(in)} / X_{1dB}$, где $IP_{3(in)}$ – точка пересечения 3-го порядка ($IP_{3(in)} = X_{\min} \cdot (IDR_3)^{3/2}$), X_{1dB} – точка однодецибелной компрессии. Типичные значения q находятся в диапазоне 8...15 dB [21], поэтому умеренно пессимистической является оценка $q = 8$ dB. Однако вблизи верхней граничной частоты моделируемый объект может иметь существенную амплитудно-фазовую конверсию (АФК), приводящую к уменьшению значений $IP_{3(in)}$ и q (данное уменьшение подтверждается экспериментально [21]), поэтому значение q может быть и меньше 8 dB: например, $q = 2$ dB для результатов схемотехнического моделирования из [6 – Fig. 11].

Поэтому целесообразно сначала оценить уровень насыщения нелинейности, вычислив X_{1dB} на основе измеренного значения ДДИ-3 и априорно выбранного значения q , а затем выполнить синтез модели по измеренным ДДИ и полученной оценке уровня насыщения.

Аналогично, если измерен только ДДБ, то следует сначала оценить ДДИ-3 на основе априорно выбранного значения q , а затем синтезировать модель по ДДИ-3 и ДДБ.

3.3. Синтез путем аппроксимации односигнальных амплитудных характеристик. Сущность методики состоит в следующем. Чтобы повысить точность описания нелинейности (устранить недостаток методики из раздела 3.2), следует аппроксимировать передаточную характеристику не теоретической модели, а самого моделируемого устройства [22]. При этом аппроксимировать удобнее не МПХ, а односигнальные АХ (обычно, 1-го и 2-го порядков), которые легче поддаются измерению.

Синтез модели выполняется по следующему алгоритму. Сначала АХ-1 аппроксимируется полиномом, и полученная полиномиальная модель АХ-1 преобразуется в полиномиальную модель нечетной части МПХ путем пересчета коэффициентов [6, 22, 23]; порядок модели выбирается так, чтобы обеспечить наилучшую аппроксимацию АХ-ИМ в первой гармонической зоне [13]. Затем, если необходимо, аналогичным образом синтезируется модель четной части МПХ на основе АХ-2. Если в объекте испытаний имеет место АФК, то методика дает возможность синтезировать мгновенные квадратурные модели на основе комплексных амплитудных характеристик [6, 23]. Модель 25-го порядка «А25», синтезированная по методике [23] на основе исходных данных из Раздела 2 (и практически совпадающая с моделью из [13 – Fig. 15]), приведена на рис. 2, б.

Методика позволяет практически точно воспроизвести АХ-1, АХ-ИМ-1 и АХ-Б [6 – Fig. 14] во всем диапазоне уровней входных сигналов. Однако точность аппроксимации АХ-ИМ высших порядков (особенно в малосигнальной области) существенно ниже, поскольку информация о поведении АХ-ИМ в малосигнальной области скрыта под шумами, обусловленными наличием погрешностей определения аппроксимируемой АХ-1 [23 – рис. 5], и не всегда удается восстановить эту информацию путем фильтрации шумов (т.е. путем выбора порядка модели). Например, в области малых сигналов модель «А25» переоценивает АХ-ИМ-3 на 5...6 dB и недооценивает АХ-ИМ-9 на 6...10 dB (см. рис. 2, б).

4. Методика синтеза комбинированных моделей нелинейности

Модели, синтезированные по классической методике (см. раздел 3.1) и путем аппроксимации односигнальных АХ (см. раздел 3.3), обладают противоположными свойствами, поэтому целесообразно объединить данные модели.

Это можно сделать, синтезировав модель путем аппроксимации односигнальных АХ и встроив в нее классическую модель по следующему алгоритму: 1) синтезировать модель порядка M по методике [23] (см. раздел 3.3); 2) найти модули коэффициентов классической модели МПХ порядка M_C , $M_C < M$ (см. раздел 3.1); 3) знаки коэффициентов классической модели принять такими, как у соответствующих коэффициентов модели, полученной на шаге 1; 4) рассчитать коэффициенты классической модели АХ-1 [9 – формула (Т5)], [23 – формула (3)]; 5) аппроксимировать АХ-1 полиномом порядка M по методике [23] с «замороженными» младшими коэффициентами [24 – р. 674], в качестве которых использовать коэффициенты классической модели АХ-1; 6) преобразовать модель АХ-1 в модель МПХ путем пересчета коэффициентов.

Предлагаемая методика позволяет улучшить аппроксимацию АХ-ИМ высших порядков как в малосигнальной области, так и в области существенной нелинейности (характеристики комбинированной модели «А25С05ppnH», синтезированной при $M = 25$, $M_C = 5$ и знаках $\text{sign}(a_1, a_3, a_5) = (\sigma_1, \sigma_3, \sigma_5) = (1, -1, -1)$, приведены на рис. 2, б). Однако повышение порядка M_C встроенной классической модели приводит к необходимости существенного увеличения порядка M комбинированной модели, что является ограничением методики.

Заключение

Нижеследующие рекомендации по применению рассмотренных методик синтеза моделей нелинейности отражают компромисс между детальностью исходных данных и точностью получаемой модели. При отсутствии детальных исходных данных можно синтезировать довольно точную малосигнальную модель по классической методике на основе ДДИ (см. раздел 3.1) либо весьма приближенную, но справедливую в режиме как малой, так и существенной нелинейности, модель на основе ДДИ и ДДБ (см. раздел 3.2). Чтобы синтезировать более точную модель, справедливую в обоих указанных режимах, следует измерить односигнальные АХ и воспользоваться методикой из раздела 3.3 (выбирая порядок модели эвристически). А если требуется обеспечить высокую точность модели в обоих режимах в большом динамическом диапазоне уровней входных сигналов, то придется измерить не только односигнальные АХ, но и АХ-ИМ (и использовать методику из раздела 4).

COMPOSITE MODEL OF RADIO-FREQUENCY PATH NONLINEARITY FOR DISCRETE ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

E.V. SINKEVICH

Abstract

Nonlinearity model synthesis techniques used in the framework of the discrete technology of electromagnetic compatibility analysis are compared by an example of the UHF amplifier: the models synthesized by the different techniques are collated according to the types of reproduced nonlinear effects and according to the accuracy of nonlinear interference level approximation. Based on the results of the comparison, a technique for synthesis of composite nonlinear models is developed. Such models provide a high accuracy of approximation of the device-under-modeling amplitude-to-amplitude responses for the desired signal and for the nonlinear interference both in the small-signal region and in the desensitization region.

Список литературы

1. Уайт Р.Ж. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств и непреднамеренные помехи. М., 1977.
2. Rohde U.L., Whitaker J. Communications receivers: DSP, software radios, and design. New York, 2000.
3. Lustgarten M.N. // IEEE Symp. on EMC. 1979. P. 314–318.
4. Mordachev V., Sinkevich E. // Proc. 10-th Int. Symp. on EMC «EMC Europe 2011», UK, York, Sept. 26–30, 2011, P. 405–411.
5. Mordachev V.I., Sinkevich E.V. // Proc. XIX Int. Wroclaw Symp. on EMC. 2008. P. 423–428.
6. Loyka S.L., Mosig J.R. // Intern. J. RF and Microwave CAE. 2000. Vol. 10, № 4, P. 221–237.
7. EMC-Analyzer. Mathematical models and algorithms of electromagnetic compatibility analysis and prediction software complex. Minsk, 2013.
8. Smith J.L. Intermodulation prediction and control. Gainesville, 1993.
9. Blachman N.M. // IEEE Trans. on Information Theory. 1971. Vol. 17, № 4. P. 398–404.
10. Blachman N.M. // IEEE Trans. on Acoustics, Speech, and Signal Proc. 1981. Vol. 29, № 6. P. 1202–1205.
11. Sea R.G., Vacroux A.G. // Proc. IEEE. 1969. Vol. 57, № 3, P. 337–338.
12. Черемисинов Д.И. // Новые информационные технологии: Тр. междунар. конф. Минск, 5–7 декабря 2000 г. Кн.2. Минск, 2000. С. 133–140.
13. Loyka S.L., Mosig J.R. // Int. J. RF and Microwave CAE. 2000. Vol. 10, № 4. P. 238–252.
14. Pedro J.C., Carvalho N.B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits. Boston, 2003.
15. Анопович А.Ф., Мордачев В.И. // Труды IX Межд. Симпозиума по ЭМС. Вроцлав, 1988. С. 867–872.
16. Cheremisinov I.D., Loyka S.L., Mordachev V.I. // 3rd Int. Conf. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services (TELSIKS'97). Yugoslavia, Oct. 8–10, 1997. P. 519–522.
17. Walker A., Steer M., Gard K.G. // IEEE trans. on microwave theory and tech. 2006. Vol. 54, № 5. P. 1991–1999.
18. Sinkevich E., Mordachev V. // Proc. 11-th Int. Symp. on EMC «EMC Europe 2012». Rome, Italy, Sept. 17–21, 2012.
19. Parker A.E. // IEEE Proceedings-Circuits, Devices and Systems. 1994. Vol. 141, № 4. P. 251–257.
20. Cann A.J. // IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems. 2012. Vol. 48, № 4. P. 3637–3646.
21. Cho C., Eisenstadt W.R., Stengel B. et al. // IEEE Trans. on Microwave Theory and Tech. 2005. Vol. 53, № 4. P. 1197–1202.
22. Loyka S.L., Cheremisinov I.D. // Proc. 4th Int. conf. on telecomm. in modern satellite, cable and broadcasting services. Yugoslavia, 13–15 Oct. 1999. P. 592–595.
23. Синькевич Е.В. // Докл. БГУИР. 2009. № 4 (42). С. 30–36.
24. Press W.H., Teukolsky S.A., Vetterling W.T. et al. Numerical recipes in C. 2nd ed. Cambridge, 1997.