

УДК 621.391.82

ДИСКРЕТНЫЙ НЕЛИНЕЙНЫЙ АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ РАДИОСИСТЕМ

В.И. МОРДАЧЕВ

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

Поступила в редакцию 19 ноября 2003

Впервые приводится систематическое изложение основных принципов и достоинств технологии дискретного нелинейного анализа электромагнитной совместимости (ЭМС) радиосистем. Эта технология предполагает применение дискретных моделей электромагнитной обстановки (ЭМО) и совокупного радиосигнала (СРС) в радиоприемниках (РП) и эффективных методов моделирования линейных и нелинейных преобразований СРС в РП, использование полиномиальных моделей высоких порядков для описания мгновенных передаточных характеристик нелинейных элементов РП, полихотомических процедур идентификации источников интермодуляции, а также методов цифровой обработки сигналов для анализа степеней искажения модели полезного сигнала при его радиоприеме в сложной ЭМО. Приводятся данные о необходимом объеме оперативной памяти для реализации анализа с различной детальностью в очень сложной ЭМО, включающей до 104–105 сигналов, позволяющие оценить перспективность данной технологии при решении практических задач.

Ключевые слова: электромагнитная совместимость, быстрые преобразования Фурье, преобразования Гильберта, нелинейность, радиопомехи.

Введение

В последнее время опубликовано значительное количество работ, посвященных развитию метода дискретного нелинейного анализа (ДНА) ЭМС радиосистем, предложенного автором в [1, 2]. К числу наиболее значительных работ следует отнести работы [3–8], посвященные вопросам дискретного моделирования процесса детектирования, идентификации источников нелинейных помех, разработке нелинейных полиномиальных моделей БНЭ, а также работы [9–11], расширяющие и углубляющие возможности ДНА ЭМС в части анализа амплитудно-фазовой конверсии и моделирования мгновенных передаточных характеристик нелинейных элементов по результатам измерений их амплитудных характеристик. Существенное расширение возможностей ДНА ЭМС, появление вариантов его практической реализации в программных продуктах [12] и накопление данных о результатах его использования позволяет более точно сформулировать основные достоинства и ограничения метода, а также оценить его перспективность с учетом тенденций развития компьютерной техники.

В работе впервые приводится систематическое изложение основных принципов и достоинств ДНА ЭМС, а также требований к параметрам вычислительных средств при реализации различных вариантов ДНА ЭМС.

Принципы ДНА ЭМС

Основные принципы ДНА ЭМС состоят в следующем:

Применение дискретных моделей электромагнитной обстановки (ЭМО) и совокупного радиосигнала (СРС) в радиотракте радиоприемника (РП).

Применение эффективных методов моделирования линейных и нелинейных преобразований СРС в радиотрактах РП: моделирование линейных преобразований в частотной области, моделирование нелинейных преобразований во временной области, применение быстрых преобразований Фурье (БПФ) для преобразования формы представления СРС из частотной во временную область и наоборот.

Применение полиномиальных моделей мгновенных передаточных характеристик нелинейных элементов РП, обеспечивающих контролируемое расширение спектра СРС при его нелинейном преобразовании.

Применение специальных полихотомических (в частности, дихотомической [3]) процедур поиска (идентификации) источников нелинейных (интермодуляционных) помех.

Применение преобразования Гильберта дискретной модели СРС для расчета синфазных и квадратурных составляющих СРС при моделировании амплитудно-фазовой конверсии (АФК) и процессов детектирования.

Применение методов цифровой обработки сигналов (ЦОС), в частности, дискретного моделирования согласованной фильтрации, корреляционного и спектрального анализа степени искажения модели полезного сигнала при его радиоприеме в сложной ЭМО.

Возможности ДНА ЭМС

К числу принципиальных возможностей и достоинств ДНА ЭМС может быть отнесено следующее.

Возможность моделирования радиоприема и анализа ЭМС в очень сложной ЭМО, когда на входе РП одновременно присутствуют до 10^4 – 10^5 сигналов.

Возможность анализа нелинейных эффектов в РП как с использованием гармонических моделей входных сигналов ("с точностью до несущей"), так и с присутствием в дискретной спектральной модели ЭМО (СРС) большого числа сложных спектральных моделей внешних сигналов, включающих группы комплексных дискретных спектральных составляющих модуляции, высших гармоник, субгармоник, комбинационных, паразитных и шумовых составляющих каждого из сигналов, образующих ЭМО.

Возможность использования полиномиальных моделей высоких порядков для описания мгновенных передаточных характеристик (МПХ) элементов РП. Модели МПХ высоких порядков обеспечивают адекватное описание как рабочей области МПХ с малой нелинейностью, опасной с точки зрения образования интермодуляции, так и участков насыщения (области существенной нелинейности МПХ), опасных с точки зрения образования перекрестной модуляции, блокирования, нелинейного преобразования шумов гетеродинных напряжений и тепловых шумов нелинейных элементов. В результате обеспечивается возможность моделирования процесса преобразования СРС в элементах РП "в целом" с одновременным моделированием линейных и нелинейных преобразований сигнала в присутствии помех, включая одновременное воспроизведение нелинейных эффектов всех возможных типов и порядков. В частности, наименьшие погрешности моделирования достигаются при использовании полиномиальных моделей от 11–13 степени до 25–29 степени [10]. Методы синтеза полиномов высоких порядков описаны в [5–8].

Возможность выбора различной степени детализации структуры и характеристик функциональных элементов РП в процессе ДНА ЭМС, что позволяет выполнить исследования требуемой глубины и детальности, определить место и причины возникновения нелинейной помехи в РП, а также меры по ее устранению. Это особенно важно при проектировании сложных бортовых и наземных локальных радиосистем (группировок РЭС), в процессе которого проектируется значительная часть используемого в системе (группировке) радиооборудования.

Выполнение всех стадий ДНА ЭМС на единой методической основе с использованием ограниченного числа моделей и процедур - дискретных частотных и временных моделей СРС, дискретных преобразований Фурье и Гильберта для приведения дискретной модели СРС к требуемому виду, выделения дискретной модели огибающей СРС и реализации стандартных процедур ЦОС (согласованной фильтрации, корреляционного или спектрального анализа СРС на выходе РП), что существенно облегчает создание соответствующего программного обеспечения.

Удобство использования результатов радиомониторинга ЭМО с использованием записывающих панорамных РП или анализаторов спектра для последующей оценки условий радиоприема с точки зрения ЭМС.

В отличие от известных аналогов ДНА ЭМС обеспечивает возможность поэтапного моделирования процессов радиоприема в сложной ЭМО с различным разрешением по частоте – от анализа с точностью до несущих частот (низкое разрешение) до анализа с точностью до линейчатой модели спектра модуляции сигнала (высокое разрешение) с возможностью моделирования спектра интермодуляционного колебания по результатам его идентификации [1,2].

Применение дискретных моделей СРС в частотной или временной области не налагает принципиальных ограничений на количество используемых отсчетов сигнала. Принципиально шаг дискретизации в частотной области может быть меньше интервала долговременной нестабильности опорных генераторов (гетеродинов) приемного радиотракта, либо выбираться с учетом адекватности представления спектров модуляции сигналов, образующих ЭМО; при этом практически нивелируются различия между дискретным и аналоговым моделированием. Количество используемых отсчетов, как правило, ограничивается объемом оперативной памяти компьютера или временем анализа. Результаты ДНА ЭМС могут быть представлены в виде таблиц ограниченной размерности либо в виде графиков конечного разрешения.

Технология ДНА ЭМС является принципиальным развитием известной технологии дискретного анализа ЭМС, разработанной в рамках программы ИЕМСАР [13], поскольку в последней используется малое количество отсчетов СРС, равноотстоящих на логарифмической оси частот, в сочетании с ограниченным списком фиксированных частот; анализ опасности интермодуляции производится традиционными методами [13,14].

Наконец, технология ДНА ЭМС является развитием [9-11] применительно к решению задачи анализа ЭМС, поскольку не ограничивается качественной оценкой спектрального состава СРС на выходе моделируемого радиоприемника, предполагая выполнение количественных оценок степени искажений полезного сигнала при его радиоприеме в сложной ЭМО с применением методов ЦОС.

Основные стадии и процедуры ДНА ЭМС

Практическая реализация ДНА ЭМС предполагает выполнение следующих стадий:

Частотная дискретизация ЭМО (СРС): представление совокупности модулированных колебаний, образующих ЭМО на входе РП, в виде полигармонической модели входного СРС на дискретной оси частот:

$$U_{\Sigma}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} u_n(t) = \sum_{n=0}^{N-1} U_n \cos(2\pi n \Delta f t + \varphi_n), \quad u_0(t) = 0. \quad (1)$$

Параметры U_n , Δf , φ_n компонент дискретной спектральной модели входного СРС (1) выбираются из следующих соображений:

Величина интервала Δf дискретизации СРС в частотной области выбирается с учетом следующих обстоятельств:

при анализе ЭМС с точностью до несущих частот интервал Δf не должен превышать значений наименьшей частоты в исходном спектре полигармонического СРС или наименьшей разности частот между гармоническими составляющими СРС;

при анализе ЭМС с использованием полигармонических моделей спектров сигналов значение интервала Δf должно быть меньше ширины спектра каждого из входных сигналов; для адекватной оценки степени искажений принимаемого сигнала, имеющего спектр шириной Df , целесообразно выбрать Δf на порядок меньше величины Df .

Значения амплитуд U_n дискретных спектральных составляющих определяются следующим образом:

$$U_n = \sqrt{\sum_{i=1}^I E_i^2 + 2S(n\Delta f)\Delta f R_0}, \quad (2)$$

где E_i — амплитуды каждой из I гармонических компонент входного СРС, частоты которых попадают в полуоткрытый интервал $(n\Delta f - \Delta f/2, n\Delta f + \Delta f/2)$; $S(n\Delta f)$ — спектральная плотность мощности наводимой в этом интервале на входном сопротивлении R_0 радиоприемника широкополосной компоненты СРС.

Начальные фазы φ_j дискретных спектральных составляющих выбираются случайно на интервале $[0, 2\pi]$ для независимых компонент модели (1), либо с учетом известных закономерностей формирования фазовой структуры спектров левой и правой боковых полос модулированных колебаний [15].

Структурно-функциональное моделирование РП. Базовый вариант моделирования процессов преобразования СРС в приемном радиотракте предполагает представление модели РП в виде последовательно-параллельной однонаправленной структуры, содержащей функциональные элементы двух типов — линейные инерционные элементы (ЛИЭ) и нелинейные безынерционные элементы (БНЭ).

Процесс прохождения сигнала через ЛИЭ моделируется в частотной области с использованием комплексной передаточной характеристики $\mathbf{K}(f_n)$ элемента:

$$S_{out}(f_n) = S_{in}(f_n)K(f_n); \quad f_n = n\Delta f, n \in [0, N-1], \quad (3)$$

где $S_{out}(f_n)$, $S_{in}(f_n)$ — дискретный комплексный спектр сигнала на выходе и на входе ЛИЭ соответственно.

Процесс прохождения сигнала через БНЭ моделируется во временной области. Мгновенное значение сигнала на выходе элемента $u_{out}(t_k)$ в момент времени t_k и мгновенное значение сигнала на его входе $u_{in}(t_k)$ в тот же момент времени связаны следующим отношением:

$$u_{out}(t_k) = \sum_{i=1}^I a_i u_{in}^i(t_k), \quad (4)$$

где a_i — коэффициенты полиномиальной модели мгновенной передаточной характеристики (МПХ) БНЭ, I — порядок полинома. Применение полиномиальной аппроксимации этой характеристики обеспечивает контролируемое расширение спектра СРС в I раз при его нелинейном преобразовании; наименьшие погрешности моделирования достигаются при $11-13 \leq I$ [10]. Методы синтеза полиномов высоких порядков описаны в [5–8].

Процедуры (3),(4) используются при моделировании прохождения СРС через частотные фильтры, усилители радиочастоты, усилители промежуточной частоты, преобразователи частоты приемного радиотракта. Моделирование преобразования частоты может выполняться как прямым применением модели (4), так и ее использованием в сочетании с процедурой перемножения дискретных моделей СРС и гетеродинного напряжения; фильтрация СРС на промежуточной частоте моделируется в виде (3) с использованием соответствующей модели комплексной передаточной характеристики $K_{ПЧ}(f_n)$ фильтра промежуточной частоты.

Переход от временной к частотной области и наоборот осуществляется с использованием БПФ: прямого (ПБПФ) и обратного (ОБПФ), осуществляемых с использованием одного из известных алгоритмов, эти преобразования имеют следующий вид:

$$S_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} u_k \cdot W^{nk} \text{ (ПБПФ)}, \quad u_k = \sum_{n=0}^{N-1} S_n \cdot W^{-nk} \text{ (ОБПФ)}, \quad W = e^{-j(2\pi/N)}, \quad (5)$$

где $S_n = S(f_n) = S(n\Delta f)$, $u_k = u(t_k) = u(k\Delta t)$; Δf — интервал дискретизации в частотной области, Δt — интервал дискретизации во временной области, N — число отсчетов.

Данный вариант моделирования преобразования СРС в РП в силу использования безынерционных моделей (4) нелинейности элементов радиотракта обеспечивает возможность адекватного моделирования нелинейных явлений, обусловленных нелинейностью мгновенных амплитудных передаточных характеристик элементов тракта или т.н. амплитудно-амплитудной конверсией, что оказывается достаточным для большинства практических случаев. В тех случаях, когда требуется моделирование АФК при преобразовании СРС в элементах РП с инерционной нелинейностью, при реализации ДНА ЭМС может быть использован мгновенный квадратурный алгоритм [9] моделирования преобразования СРС в этих элементах.

При использовании этого алгоритма сигнал на выходе элемента с амплитудно-фазовой нелинейностью представляется в следующем виде:

$$u_{out}(t_k) = u_{in}(t_k)k_I(u_{in}) - u_{in}(t_k)k_Q(u_{in}), \quad (6)$$

где $k_I(u_{in})$, $k_Q(u_{in})$ — мгновенные синфазный и квадратурный передаточные коэффициенты элемента соответственно. Таким образом, предполагается последовательное выполнение следующих процедур:

Формирование дискретных моделей синфазной $u_{in}(t)$ и квадратурной $\hat{u}_{in}(t)$ составляющих входного СРС, представленного в виде дискретного комплексного спектра $S_{in}(\omega)$, с использованием преобразования Гильберта:

$$u_{in}(t) = \text{ОБПФ}(S_{in}(\omega)), \quad \hat{u}_{in}(t) = \text{ОБПФ}(-jS_{in}(\omega)); \quad (7)$$

(сам входной СРС является синфазной составляющей, а сопряженный по Гильберту сигнал — квадратурной составляющей).

Преобразование (6) синфазной составляющей СРС:

$$(u_{out}(t_k))_I = u_{in}(t_k)k_I(u_{in}), \quad k_I(u_{in}) = k(u_{in})\cos(\varphi(u_{in})). \quad (8)$$

Преобразование (6) синфазной составляющей СРС:

$$(u_{out}(t_k))_Q = -u_{in}(t_k)k_Q(u_{in}), \quad k_Q(u_{in}) = k(u_{in})\sin(\varphi(u_{in})). \quad (9)$$

Поэлементное сложение (6) дискретных рядов (8) и (9).

ПБПФ выходного сигнала (6) с целью получения дискретного комплексного спектра выходного СРС, содержащего спектральные компоненты интермодуляции и перекрестной модуляции, обусловленные АФК.

Подробная методика формирования моделей мгновенных синфазных и квадратурных передаточных характеристик элементов с АФК приведена в [9, 10]. В отличие от известных методов моделирования нелинейных инерционных преобразований сигнала в РП (метод комплексной огибающей, метод рядов Вольтерра–Винера, квадратурный метод и др.) мгновенный квадратурный метод обладает качествами, необходимыми для ДНА ЭМС: возможность применения дискретных моделей СРС сложной полигармонической структуры, возможность применения полиномиальных моделей МПХ высоких порядков, малые затраты времени на выполнение процедур (6),(7), адекватность в широкой полосе частот.

Чередование линейных инерционных (3) и нелинейных (безынерционных (4) либо квазиинерционных (6)) преобразований СРС обеспечивает возможность моделирования преобразования СРС со входа РП до выхода его тракта промежуточной частоты; этого, как правило, достаточно для оценки ЭМС.

В тех случаях, когда оценки спектра СРС на выходе тракта промежуточной частоты моделируемого РП недостаточно для оценки ЭМС, производится дискретное моделирование про-

цессов детектирования с использованием алгоритмов [4, 11]. В частности, моделирование амплитудного детектора предполагает выполнение следующих процедур:

Формирование дискретных моделей синфазной $\mathbf{u}_{in}(t)$ и квадратурной $\hat{\mathbf{u}}_{in}(t)$ составляющих входного СРС, представленного в виде дискретного комплексного спектра $\mathbf{S}_{in}(\omega)$, с использованием преобразования (7) Гильберта.

Формирование амплитуды входного СРС с использованием известной процедуры

$$A(t_k) = \sqrt{u_{in}^2(t_k) + \hat{u}_{in}^2(t_k)}. \quad (10)$$

Определение и оценка дискретного комплексного спектра сигнала амплитудной модуляции: $S_{out}(\Omega) = \text{ПБПФ}(u_{out}(t))$. Расчет сигнала $u_{out}(t)$ на выходе амплитудного детектора конкретного типа достигается умножением (10) на его коэффициент передачи $k_d(A(t))$:

$$u_{out}(t_k) = k_d(A(t_k))A(t_k), \quad k_d(A(t_k)) = \frac{1}{A(t_k)} \ln\left(\frac{1 + \beta \cdot I_0(\bar{A}(t_k))}{1 + \beta}\right), \quad \bar{A}(t_k) = \frac{A(t_k)}{\alpha\varphi_t},$$

где $\varphi_t = kT/q$ — температурный потенциал (k — постоянная Больцмана, T — абсолютная температура, q — заряд электрона); $\alpha = 1-3$ — корректирующий коэффициент; I_0 — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Моделирование процесса фазового детектирования предполагает определение полной фазы сигнала на входе детектора [16]:

$$\varphi(t_k) = \text{arctg}\left(\frac{u_{in}(t_k)}{\hat{u}_{in}(t_k)}\right). \quad (11)$$

Моделирование процесса частотного детектирования предполагает определение мгновенной угловой частоты сигнала на входе детектора [16]:

$$\omega(t_k) = \frac{u_{in}(t_k)u_{in}(t_{k-1}) - u_{in}(t_{k-1})u_{in}(t_k)}{\Delta t A^2(t_k)}. \quad (12)$$

Как и в случае моделирования амплитудного детектирования, определение сигнала на выходе фазового или частотного детектора выполняется в форме оценки дискретного комплексного спектра сигнала на его выходе:

$$u_{out}(t_k) = k_d(\omega(t_k) - \omega_0, A(t_k))(\omega(t_k) - \omega_0) \quad (\text{ЧМ детектор}); \quad (13)$$

$$u_{out}(t_k) = k_d(\varphi(t_k) - \varphi_{0,k}, A(t_k))(\varphi(t_k) - \varphi_{0,k}) \quad (\text{ФМ детектор}); \quad (14)$$

в этих соотношениях $k_d(*)$ — коэффициент передачи детектора конкретного типа, ω_0 , $\varphi_{0,k}$ — опорная частота и фаза соответственно.

Оценка поражения РП непреднамеренными радиопомехами. Возможны разнообразные варианты оценки степени поражения РП, обеспечивающие возможность количественной оценки степени поражения и идентификации вида и источника поражения, включая раздельную оценку помеховых эффектов различной природы.

Дискретное моделирование условий радиоприема в сложной ЭМО как элемент ДНА ЭМС возможно в следующих двух режимах:

моделирование поведения приемного тракта в отсутствие полезного сигнала;

моделирование поведения приемного тракта в присутствии полезного сигнала.

При отсутствии во входной модели ЭМО (СРС) полезного сигнала степень поражения РП помехами по антенному входу определяется по результатам оценки структуры и параметров дискретного комплексного спектра сигнала $S_{out}(f_n)$, $n \in [0, N-1]$ на выходе тракта промежуточной частоты РП или на выходе детектора РП, в частности, расчета действующего (средне-квадратического) значения выходного напряжения. Выполнение циклов моделирования при

различном сочетании характеристик моделей ЭМО и РП (полный цикл моделирования поведения РП в заданной ЭМО, моделирование поведения РП без ЭМО, моделирование поведения РП в заданной ЭМО при отключенных одном или нескольких факторах (внутренние шумы усилителей и смесителей, шумы и высшие гармоники гетеродинных напряжений, нелинейность передаточных характеристик элементов тракта)) позволяет получить дискретные спектры выходных сигналов с различным набором помеховых эффектов и оценить опасность каждого из них.

Аналогичным образом может оцениваться степень поражения РП помехами и при моделировании поведения приемного тракта в присутствии полезного сигнала. Однако в последнем случае имеются дополнительные возможности, связанные с возможностью оценки вида и параметров взаимокорреляционной функции (ВКФ) дискретных моделей полезного сигнала на входе РП и выходного СРС, вычисляемой в соответствии с теоремой свертки для дискретных сигналов [15]. При этом управление процессом моделирования искажений принимаемого сигнала при дискретном моделировании радиоприема в сложной ЭМО возможно путем реализации моделирования со следующими типами искажений СРС:

нелинейные искажения принимаемого сигнала (интермодуляция, блокирование, перекрестная модуляция), их устранение обеспечивается линеаризацией МПХ элементов тракта путем обнуления коэффициентов полиномиальной аппроксимации МПХ выше 1-го порядка для усилительных каскадов и выше 1–2-го порядка для смесителей в зависимости от их типа;

линейные искажения принимаемого сигнала, их устранение обеспечивается линеаризацией фазовых характеристик всех элементов приемного тракта (отдельных фильтров и фильтров в составе УРЧ, УПЧ, смесителей и др. элементов);

искажения за счет собственных тепловых шумов усилительно-преобразовательных каскадов и их нелинейных преобразований мощными входными сигналами, устранение собственных шумов обеспечивается обнулением шумовой температуры или шумового напряжения соответствующих элементов модели тракта;

искажения за счет шумов и высших гармоник гетеродинных напряжений и продуктов их нелинейных преобразований мощными входными сигналами; их устранение возможно обнулением соответствующих параметров моделей гетеродинов;

искажения за счет помех по основному, побочным и соседним каналам приема; их устранение возможно отключением внешней ЭМО.

Это управление моделированием в интересах оценивания искажений сигнала и помеховых эффектов различного вида может дополняться:

моделированием идеального радиоприема прямым масштабированием и переносом спектра полезного сигнала на основании информации о типах преобразований частоты и частотах гетеродинных напряжений, а также коэффициентах усиления (передачи) отдельных элементов приемного тракта;

при использовании алгоритма мгновенного квадратурного моделирования нелинейных преобразований СРС в приемном тракте — моделированием нелинейных эффектов, обусловленных различными типами нелинейности (амплитудной, фазовой); их разделение достигается линеаризацией синфазного и/или квадратурного каналов соответствующих моделей нелинейных элементов приемного тракта;

идентификацией внешних сигналов, вызывающих поражение РП, с использованием дихотомического алгоритма или его полихотомических модификаций [1–3].

В целом, поскольку в процессе ДНА ЭМС используются дискретные модели СРС, моделирование процессов обработки сигнала в присутствии помех, включая оценку искажений принимаемого сигнала, может осуществляться с использованием стандартных процедур цифровой обработки сигналов. При этом имеются дополнительные возможности моделирования факторов, присущих этим процедурам, например, связанным с ограничением на разрядность аналого-цифрового преобразования СРС и на число отсчетов СРС.

Ограничения ДНА ЭМС

Принципиальные ограничения ДНА ЭМС связаны исключительно с ограниченностью объема оперативной памяти компьютера, который может быть выделен для хранения массива

комплексных отсчетов дискретной модели СРС. Хранение этого массива или его части на жестком диске в процессе моделирования неприемлемо в связи с резким увеличением времени выполнения БПФ. Ниже в таблице приведены данные, касающиеся необходимого объема оперативной памяти для реализации ДНА ЭМС, с учетом следующих обстоятельств:

при анализе "с точностью до несущей" минимально необходимое число комплексных спектральных отсчетов СРС $N_{S\ MIN}$ определяется максимальным значением отношения несущей частоты к ширине спектра, характерным для ЭМО на входе РП: $N_{S\ MIN} \geq (f_c/\Delta f)_{MAX}$; как правило, практический интерес представляют случаи $N_{S\ MIN} \leq 10^4 - 10^5$;

при ДНА ЭМС с использованием дискретных спектральных моделей отдельных входных сигналов требуемое число N_S комплексных спектральных отсчетов СРС увеличивается по сравнению с $N_{S\ MIN}$ с учетом необходимости описания спектра модуляции каждого из входных сигналов дискретной моделью, содержащей N_{SM} отсчетов. Практический интерес представляют случаи $N_{SM} = 10 - 10^3$, в результате $N_S = N_{S\ MIN} \cdot N_{SM} \leq 10^5 - 10^8$; при анализе "с точностью до несущей" $N_{SM} = 1$;

при нелинейном полиномиальном преобразовании степени K_P модели СРС происходит расширение его спектра в K_P раз; исключение искажений дискретного спектра в его рабочей области размером N_S достигается дополнительным увеличением числа отсчетов спектральной модели СРС в $(K_P+1)/2$ раз или практически на порядок при использовании полиномиальных моделей МПХ 17–21 порядков;

при ДНА ЭМС интерес, как правило, представляет диапазон частот, верхняя граница которого в несколько раз превышает частоту настройки анализируемого РП; в простейшем случае используется превышение на октаву ($N_E=2$), в более сложных случаях, когда требуется анализировать влияние высших гармоник гетеродинных напряжений, необходимо обеспечивать превышение до октавы ($N_E=10$). В результате с учетом расширения спектра СРС при его нелинейном преобразовании необходимо обеспечить расширение массива дискретных спектральных составляющих СРС до величины $N_{S0} = N_S \cdot N_E \cdot (K_P+1)/2 \leq 2 \cdot 10^6 - 10^{10}$;

размер массива комплексных отсчетов дискретной модели СРС (а при использовании мгновенного квадратурного метода — суммарный размер массивов синфазной и квадратурной составляющих СРС) фактически не может быть более половины объема W оперативной памяти компьютера. Практически же необходимо отводить для их хранения не более трети оперативной памяти, учитывая, что один комплексный спектральный отсчет использует 16 байт (формат COMPLEX 16).

N_S		Разрешение по частоте Δf , Гц, при ДНА ЭМС в полосе частот $[0, F_{MAX}]$		N_{S0}		Базовый алгоритм ДНА W , байт	Квадратурный алгоритм ДНА W , байт
		$F_{MAX}=1$ ГГц	$F_{MAX}=10$ ГГц				
$N_{S\ MIN} = 10^4$; $N_{SM} = 1$	10^4	10^5	10^6	$N_E(K_P+1)/2 = 20$	$2 \cdot 10^5$	10 М	20 М
				$N_E(K_P+1)/2 = 100$	10^6	50 М	100 М
$N_{S\ MIN} = 10^5$; $N_{SM} = 1$	10^5	10^4	10^5	$N_E(K_P+1)/2 = 20$	$2 \cdot 10^6$	100 М	200 М
				$N_E(K_P+1)/2 = 100$	10^7	500 М	1 G
$N_{S\ MIN} = 10^5$; $N_{SM} = 10$	10^6	10^3	10^4	$N_E(K_P+1)/2 = 20$	$2 \cdot 10^7$	1 G	2 G
				$N_E(K_P+1)/2 = 100$	10^8	5 G	10 G
$N_{S\ MIN} = 10^5$; $N_{SM} = 10^2$	10^7	10^2	10^3	$N_E(K_P+1)/2 = 20$	$2 \cdot 10^8$	10 G	20 G
				$N_E(K_P+1)/2 = 100$	10^9	50 G	100 G
$N_{S\ MIN} = 10^5$; $N_{SM} = 10^3$	10^8	10	10^2	$N_E(K_P+1)/2 = 20$	$2 \cdot 10^9$	100 G	200 G
				$N_E(K_P+1)/2 = 100$	10^{10}	500 G	1000 G

Ограничения, связанные с увеличением времени выполнения БПФ и других процедур ДНА ЭМС при увеличении числа отсчетов СРС до $10^9 - 10^{10}$, менее существенны, поскольку компенсируются постоянным увеличением быстродействия компьютеров; кроме того, как правило, задачи ДНА ЭМС не требуют их решения в реальном масштабе времени. В настоящее время выполнение ДНА ЭМС с использованием простейшей модели РП в виде входного

фильтра, безынерционной нелинейности 15–21 порядка и выходного фильтра при $N_{SO}=10^6$ и РС Pentium-IV 2,2 МГц требует около 1 с.

Приведенные результаты свидетельствуют о следующем:

Современные ЭВМ (РС, WS) с ОЗУ 0,5–2,0 Гб обеспечивают возможность реализации ДНА ЭМС с использованием простейших спектральных моделей входных сигналов ($N_{SM} \leq 10$) как с использованием базового алгоритма ДНА [1, 2] и безынерционных нелинейных моделей, так и с использованием квадратурного алгоритма ДНА [9–11].

Для реализации ДНА ЭМС с использованием более детальных моделей ($10 \leq N_{SM} \leq 100$) спектров отдельных входных сигналов, образующих ЭМО, необходимы ЭВМ с возможностью расширения адресного пространства ОЗУ по меньшей мере до 50–100 Гб.

Требования к объему ОЗУ могут быть уменьшены в 2 раза при использовании сокращенной до 8 байт разрядности оператора (формат COMPLEX 8) за счет сокращения динамического диапазона ДНА ЭМС с 300–320 дБ до 120 дБ.

Хотя практический интерес представляет $N_{SM} = 10-10^3$, для прямого описания ряда систем, например, для воспроизведения линейчатой структуры спектра сигналов сотовой связи стандарта CDMA, этого крайне недостаточно. В подобных случаях необходимо руководствоваться известными принципами теории подобия, допускающими существенное уменьшение длин используемых кодовых последовательностей при реализации ДНА ЭМС без потери адекватности результатов моделирования.

Реализация моделирующих структур или универсальных ЭВМ с ОЗУ 500–1000 Гб позволит достигнуть столь высокого уровня детальности представления спектра СРС, что фактически будет утрачена грань между дискретным и непрерывным (аналоговым) моделированием и анализом ЭМС в частотной и временной областях.

Заключение

Описанная технология ДНА ЭМС имеет важные преимущества, связанные с принципиальным расширением возможностей анализа ЭМС РЭС в сложных условиях эксплуатации, включая анализ ЭМС в очень сложной ЭМО (до 10^4-10^5 сигналов), анализ ЭМС с учетом модуляции каждого из множества входных сигналов, возможность моделирования всех нелинейных эффектов (интермодуляция, блокирование, нелинейные преобразования шумов, перекрестная модуляция) одновременно в едином цикле ДНА ЭМС с использованием полиномиальных моделей высоких порядков и с возможностью моделирования как амплитудной, так и фазовой нелинейности элементов приемного тракта. Опыт [12] практической реализации и использования этой технологии полностью подтверждает ее преимущества и свидетельствует о ее пригодности для решения наиболее сложных задач анализа и обеспечения ЭМС в локальных и региональных группировках радиосистем.

DISCRETE NONLINEAR ANALYSIS OF RADIO SYSTEMS ELECTROMAGNETIC COMPATIBILITY

V.I. MORDACHEV

Abstract

Basic principles and advantages of the discrete nonlinear electromagnetic compatibility (EMC) analysis are suggested, as well as requirements to the hardware parameters for the EMC DNA implementation. This technology implies application of discrete models of the electromagnetic environment (EME) and of accumulative radio signal (ARS) in radio receivers (RR), efficient modeling techniques for linear and nonlinear transformations of ARS in RR, usage of high – order polynomial models to describe instantaneous transfer characteristics of nonlinear RR elements, catering for controllability of the ARS spectrum extension in case of its nonlinear transformation, polychotomous

identification procedures for intermediation sources and digital signal processing algorithms to analyze distortion extent of the useful signal model in case of its radio reception in severe EME. The data regarding the necessary estimated memory size are introduced to implement EMC DNA at various levels of complexity in a very severe EME, including up to 10^4 - 10^5 signals that enable to evaluate the availability of this technology for the practical cases.

Литература

1. Мордачев В.И. Применение БПФ для анализа нелинейных явлений в приемно-усилительных устройствах. ВИНТИ, "Депонированные научные работы", №822Бе-Д83 от 31.10.83.
2. Мордачев В.И. Экспресс-анализ электромагнитной совместимости радиосредств с использованием дискретных моделей помеховых ситуаций и быстрых преобразований Фурье // Труды IX Международного Вроцлавского симпозиума по электромагнитной совместимости, 1988, с.565-570.
3. Loyka S. L., Mordachev V. I. Identification of Nonlinear Interference Sources with the use of the discrete technique // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Denver, Colorado, Aug. 24-28, 1998. PP.882-887.
4. Loyka S.L. Nonlinear EMI Simulation of an AM Detector at the System Level // IEEE Trans. on EMC. Vol.42, №1. 2000. PP.97-102.
5. Cheremisinov I.D., Loyka S.L. Calculation of the Instant Transfer Factor Using the First and Second Order Amplitude Characteristics // Proceedings of the Belarus Engineering Academy. 1998. №2. PP.57-60.
6. Cheremisinov I.D., Loyka S.L. and Mordachev V.I. Synthesis of the polynomial model of nonlinear elements based on intermodulation dynamic ranges // Proc. of 3rd Inter. Confer. on Telecommunications in Modern Satellite, Cable and Broadcasting Services. Oct. 8-10, Nis, Yugoslavia. 1997. PP. 519-522.
7. Мордачев В.И., Черемисинов И.Д. Полиномиальные модели передаточной характеристики с ограничением для дискретного анализа.// Изв. вузов. Радиоэлектроника. Киев, 1996. № 8.
8. Лойка С.Л., Мордачев В.И. Полиномиальная аппроксимация характеристики идеального ограничителя // Электросвязь. 1995. №7. С. 32-33.
9. Loyka S.L., Mosig J.R. New Behavioral-Level Simulation Technique for RF/Microwave Applications. Part I: Basic Concepts // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2000.Vol. 10, №4. PP. 221-237.
10. Loyka S.L., Mosig J.R. New Behavioral-Level Simulation Technique for RF/Microwave Applications. Part II: Approximation of Nonlinear Transfer Functions // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2000. Vol. 10, №4. PP. 238-252.
11. Loyka S.L., Mosig J.R. New Behavioral-Level Simulation Technique for RF/Microwave Applications. Part III: Advanced Concepts // International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering. 2000. Vol.12, №2. PP.206-216.
12. Mordachev V., Litvinko P. Expert System for EMC Analysis Taking Into Account Nonlinear Interference // 16th International Wroclaw Symposium And Exhibition on EMC. Poland, Wroclaw. June 25-28, 2002. PP.265-270.
13. Baldwin T.E.Jr. and Capraro G.T. Intrasystem Electromagnetic Compatibility Analysis Program (IEMCAP). // IEEE Trans. on EMC. 1980. Vol.22. PP.224-228.
14. Drozd A., Blocher T., Pesta A., et al. Predicting EMI Rejection requirements using expert system based modeling & simulating techniques // Proc. XV Inter. Wroclaw Symp. on EMC. Poland, Wroclaw. 2000. Part 1. PP.313-318.
15. И.С.Гоноровский. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Сов. радио, 1986. С.72-109,395.
16. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. М.: Высшая школа, 2000. С.137.