

УДК 621.38+621.373.1

МЕТОД МОДЕЛИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ДЛЯ ПЕРИОДИЧЕСКОГО РЕЖИМА РАБОТЫ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

М. М. Гурарий, М. М. Жаров, С. Г. Русаков, С. Л. Ульянов

Институт проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук,
124365, г. Москва, ул. Советская, д. 3

Статья поступила в редакцию 30 апреля 2018 г.

Аннотация. Обсуждается вычислительный метод расчета нелинейных искажений для радиотехнических интегральных схем в периодическом установившемся режиме в частотной области. Метод ориентирован на применение в системах автоматизации схемотехнического проектирования. В отличие от методов, базирующихся на рядах Вольтерра, метод не требует вычисления второй и третьей производных в используемых моделях приборов. Применение приведённых вычислительных процедур обеспечивает расчет нелинейных искажений в периодическом установившемся режиме в рамках метода гармонического баланса.

Ключевые слова: схемотехническое моделирование, нелинейные цепи, периодический установившийся режим, нелинейные искажения.

Abstract. The formalized approach for periodic distortion analysis is presented. The problem of distortion of periodic time-varying circuits is an important practical task in development of RF CAD. Distortion analysis of communication circuits often requires determining the distortion about a periodically time-varying operating point. In this case the distortion characteristics can be obtained from the simulation of weakly nonlinear behavior with respect to the input signal. The computational method is based on exploitation of the properties of the simplified Newton iterative process to solve nonlinear problems in functional space. The numerical scheme of periodic distortion analysis is described. Unlike Volterra series this technique doesn't require computation of the second and third derivatives of device models. Three steps

of the algorithm provide the same order of accuracy that three steps of the distortion procedure based on Volterra series methods. The special-purpose mode for the periodic distortion analysis of RF circuits is based on the simulation in the frequency domain in the framework of the harmonic balance method. In comparison with solving the complete multitone steady-state problem for the periodic distortion analysis the new approach provides the significant computational efficiency due to the simplification of the algorithms.

Key words: circuit simulation, nonlinear circuits, steady-state periodic mode, periodic distortion.

1. Введение

Одной из важнейших задач при проектировании радиосистем является обеспечение уровня искажений сигнала в связи с нелинейностью характеристик отдельных блоков системы в пределах допустимых норм. Радиотехнические схемы по своему целевому назначению должны быть в общем случае линейными по отношению к входным сигналам. Однако выходной сигнал, как правило, имеет определённые искажения в связи с нелинейными характеристиками элементов схемы. Анализ нелинейных искажений является важной проблемой проектирования радиотехнических интегральных схем. Особенности функционирования радиотехнических схем приводят к необходимости анализа нелинейных искажений не только в окрестности статической рабочей точки, но и для установившегося периодического режима. В этом случае входной сигнал рассматривается как малое возмущение режима периодически изменяющейся рабочей точки, и оценки нелинейных искажений относительно входного сигнала получаются из результатов моделирования квазипериодических процессов.

Для анализа нелинейных искажений в программах схемотехнического моделирования должны быть предусмотрены специальные виды анализа нелинейных искажений, обеспечивающие эффективное и точное моделирование характеристик и расчет необходимых метрик [1-4]. Включение эффективного специального вида моделирования нелинейных искажений

является актуальной проблемой развития современных САПР аналоговых и радиотехнических интегральных схем.

Традиционный подход анализа нелинейных искажений включает определение гармоник и интермодуляционных компонент выходного сигнала при воздействии на схему одного или двух тестовых гармонических сигналов [1-6]. В общем случае характеристики нелинейных искажений могут быть определены в результате анализа периодического или квазипериодического установившихся режимов, например, методом гармонического баланса [5]. Такой анализ может быть выполнен для существенно нелинейного поведения, но требует больших вычислительных затрат.

Для анализа нелинейных искажений слабо нелинейных систем более эффективными являются методы на базе рядов Вольтерра [1,5-8]. В этом случае каждая нелинейность схемы представляется степенным рядом, связанным с генератором сигнала. Анализ приводит к последовательному решению линейных систем для каждого порядка нелинейности. Такой анализ, включённый в качестве вида моделирования в схемный симулятор, выполняется после вычисления статического режима.

Существенный недостаток такого подхода состоит в необходимости вычисления коэффициентов степенного ряда для каждой нелинейности схемы, что требует наличия в явной форме второй и третьей производных в моделях приборов. В современных моделях явное вычисление старших производных оказывается, как правило, очень сложным. Такое требование ограничивает введение новых моделей и не допускает анализа нелинейных искажений для широкого класса моделей приборов. С практической точки зрения важно исключить явное вычисление старших производных в модельных уравнениях.

Ограниченное введение специальных видов анализа нелинейных искажений для случая периодических режимов не позволяет сократить очень высокие временные затраты моделирования. В современных схемных симуляторах анализ нелинейных искажений в периодическом режиме (см., например, [9,10]) выполняется по результатам полного расчёта

квазипериодических режимов на базе метода гармонического баланса или смешанного частотно-временного метода [11-13]. Оба метода являются высокозатратными. Соответственно, количественная оценка нелинейных искажений на их базе требует больших вычислительных затрат.

В статье обсуждается вычислительный подход к анализу нелинейных искажений в периодическом режиме на базе модифицированного метода Ньютона, позволяющий существенно повысить вычислительную эффективность расчётов. Подход является альтернативным методам моделирования на базе рядов Вольтерра, но сохраняет ту же точность. Подход позволяет исключить аналитическое вычисление вторых и третьих производных в моделях приборов. Метод может быть легко реализован в системах автоматизации схемотехнического проектирования.

Раздел 2 включает описание основных исходных предпосылок для алгоритма оценки нелинейных искажений в периодическом установившемся режиме. В разделе 3 обоснована организация вычислений для моделирования на базе квазипериодического гармонического баланса. Результирующая вычислительная процедура приведена в разделе 4. Примеры применения даны в разделе 5.

2. Предпосылки

2.1. Базовая модель для анализа нелинейных искажений.

Цель анализа нелинейных искажений – определить степень искажений отклика схемы для одного или нескольких синусоидальных входных сигналов. Для радиотехнических интегральных схем такой анализ связан с оценкой возмущения установившегося периодического режима работы схемы с периодически изменяющейся рабочей точкой.

В этом случае модель схемы представляется системой алгебро-дифференциальных уравнений [1, 11]:

$$\frac{d}{dt}q(x(t)) + i(x(t)) + \tilde{u}(t) + u(t) = 0 \quad (1)$$

Здесь q – вектор зарядов, x – вектор узловых потенциалов, $\tilde{u}(t)$ – вектор периодических воздействий по большому сигналу с частотой $\tilde{\omega}$, $u(t)$ – вектор малосигнальных периодических возмущений,

$u(t) = u_1(t) + u_2(t) + \dots + u_M(t)$ с соответствующим набором независимых малосигнальных источников с некрратными частотами $\omega_i, i = 1, \dots, M$.

Система уравнений (1) соответствует модели для анализа нелинейных искажений периодически изменяемой системы. Базовая модель для обычного анализа искажений в окрестности статической рабочей точки может быть получена как частный случай (1) при $\tilde{u}(t) = 0$:

$$\frac{d}{dt}q(x(t)) + i(x(t)) + u(t) = 0 \quad (2)$$

2.2. Свойства методов на базе рядов Вольтерра.

Целью анализа нелинейных искажений является оценка отклонения поведения схемы от желаемого линейного поведения. Существуют эффективные методы для обеспечения этой оценки, такие как ряды Вольтерра [7, 8]. Эти методы используют степенные ряды и предполагают проведение вычислений в форме

$$x(t) \approx x^{(n)}(t) = x(0) + \Delta x^{(0)}(t) + \dots + \Delta x^{(n-1)}(t) \quad (3)$$

где $x(0)$ – решение в отсутствии малосигнальных возмущений, $\Delta x^{(0)}(t)$ – решение малосигнального уравнения (поправка 1го порядка), $\Delta x^{(k)}(t)$ – поправка $k+1$ порядка по отношению к норме малого возмущения $\|\Delta x^{(k)}(t)\| = O(\|u(t)\|^{k+1})$. Указанные отклонения содержат, фактически, коэффициенты нелинейности и, в частности, коэффициенты нелинейности

второго и третьего порядка, которые требуются, как правило, при анализе искажений.

Каждое отклонение вычисляется путем решения линейной системы в частотной области. В этом случае матрицы линейных систем те же, как в малосигнальном частотном анализе. Вектора правых частей содержат эквивалентные источники тока, полученные при вычислении полиномов от поправок более низкого порядка предыдущего шага. Коэффициенты полиномов получены в результате разложения в ряд Тейлора нелинейных вольт-амперных, вольт-фарадных характеристик в моделях полупроводниковых приборов. Справедлива следующая оценка погрешности решения

$$\|x^{(n)}(t) - x(t)\| = O(\|u(t)\|^{n+1}) \quad (4)$$

Обычно предполагается, что нелинейности достаточно малы, чтобы пренебречь членами с порядками выше третьего. Таким образом, анализ приводит к последовательному решению линейных систем для расчета отклонений для каждого порядка, начиная с первого порядка. Для вычисления коэффициентов нелинейности второго и третьего порядка требуется всего три вычислительных шага [1].

Основным преимуществом методов на основе рядов Вольтерра по сравнению с полным нелинейным анализом является сокращение вычислительных затрат.

Существенным недостатком этих методов является необходимость вычисления коэффициентов степенных рядов высокого порядка для каждой нелинейности в моделях приборов.

Так как при анализе нелинейных искажений принимается ограничение тремя членами разложения в ряд, решение третьего порядка требует три шага вычислений. Это требование ограничивает внедрение новых моделей приборов, поскольку приводит на практике к сложной проблеме аналитического вывода производных высокого порядка для уравнений моделей.

2.3. Базовый численный метод.

Ниже обсуждается альтернативный методам рядов Вольтерра подход, который обеспечивает такую же точность (4) при решении того же числа линейных систем. В отличие от применения рядов Вольтерра, этот подход не требует сложных процедур вычисления коэффициентов для членов ряда высокого порядка при разложении в степенной ряд нелинейностей моделей.

Отметим, что любой вычислительный метод определения стационарного решения (1) сводит исходную задачу к системе нелинейных алгебраических уравнений

$$f(z) = w \quad (5)$$

где w, z - N -мерные векторы входных сигналов и внутренних переменных в частотной или временной областях.

Пусть вектор $z^{(0)}$ является решением задачи, полученной из (5), при отсутствии малых возбуждений

$$f(z^{(0)}) = 0 \quad (6)$$

Системы нелинейных алгебраических уравнений (5) обычно решаются методом Ньютона [14, 15]:

$$J(z^{(k)})\Delta z^{(k)} = w - f(z^{(k)}) \quad z^{(k+1)} = z^{(k)} + \Delta z^{(k)}, k=0,1,2,\dots \quad (7),$$

$$\text{где } J(z^{(k)}) = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1(z^{(k)})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial f_1(z^{(k)})}{\partial z_N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_N(z^{(k)})}{\partial z_1} & \dots & \frac{\partial f_N(z^{(k)})}{\partial z_N} \end{bmatrix} \text{ - матрица Якоби системы (5),}$$

$\Delta z^{(k)}$ - вектор корректирующих поправок.

Далее применяется модифицированный метод Ньютона [14, 15], отличающийся от метода Ньютона (7) тем, что исключается обновление матрицы Якоби на шаге итераций. Матрица Якоби остается фиксированной и равной $J(z^{(0)})$.

Вычислительная схема включает шаг Ньютона и $(k-1)$ шагов модифицированного метода Ньютона. Для нашего рассмотрения важно, что уменьшение погрешности можно было оценить следующим образом [14, 15]:

$$\|z^{(k)} - z^*\| = O(\|z^{(0)} - z^*\|^{k+1}), \quad k=1,2,\dots, \text{ где } z^* - \text{точное решение. Далее,}$$

используя оценку $\|z^{(0)} - z^*\| = O(\|w\|)$, для $k=n$ получаем

$$\|z^{(n)} - z^*\| = O(\|w\|^{n+1})$$

Таким образом, модифицированный метод Ньютона обеспечивает тот же порядок точности, что и метод на базе рядов Вольтерра (4) после такого же числа шагов и при тех же ограничениях на уровень входной амплитуды. Следовательно, трех шагов метода достаточно, чтобы обеспечить решение третьего порядка.

Для получения поправок $\Delta z^{(k)}$ до третьего порядка включительно вычислительная процедура после определения начального приближения (6) включает следующие три шага:

$$1) J(z^{(0)})\Delta z^{(0)} = w \quad (8)$$

$$2) J(z^{(0)})\Delta z^{(1)} = w - f(z^{(1)}) \quad (9)$$

$$3) J(z^{(0)})\Delta z^{(2)} = w - f(z^{(2)}) \quad (10)$$

Шаг 1 этого метода совпадает с методом рядов Вольтерра, а шаги 2 и 3 отличаются оценкой векторов правых частей. Вместо разложения нелинейных функций в степенной ряд с формированием эквивалентных источников тока, векторы правых частей для систем (9), (10) вычисляются традиционным для нелинейного анализа способом (7). Таким образом, если алгоритмы

моделирования нелинейных искажений базируются на представленном вычислительном подходе, появляется возможность избежать разложений в степенной ряд Тейлора нелинейных характеристик схемы.

Далее обсуждается применение этого подхода для решения сложной с вычислительной точки зрения задачи моделирования нелинейных искажений в схемах, работающих в периодическом режиме.

3. Метод анализа нелинейных искажений с помощью квазипериодического гармонического баланса

Рассматривается режим периодического воздействия на схему по большому сигналу с установлением стационарного периодического режима схемы. При наличии одного или нескольких дополнительных периодических возмущений в схеме реализуется квазипериодический установившийся режим. Далее при выводе метода анализа эти возмущения предполагаются малыми.

Квазипериодический гармонический баланс используется для поиска приближенного решения уравнения (1) с помощью решения системы нелинейных уравнений в частотной области [11].

$$H(X) = I(X) + \Omega \cdot Q(X) + \tilde{U} + \sum_{i=1}^M U_i = 0 \quad (11)$$

Здесь X , $I(X)$, $Q(X)$, \tilde{U} , U - отображения в частотной области векторов $x(t)$, $i(x)$, $q(x)$, $\tilde{u}(t)$, $u(t)$, Ω - блочно-диагональная матрица комбинационных частот для фундаментальных частот $\tilde{\omega}$, ω_i , $\tilde{U} = \Gamma \tilde{u}(t)$ - вектор воздействий по большому сигналу с частотой $\tilde{\omega}$, $U_i = \Gamma u_i(t)$ - вектора малосигнальных периодических возмущений частоты ω_i , Γ - преобразование Фурье.

Решение уравнения (11) содержит компоненты на комбинационных частотах

$$\omega = l\tilde{\omega} + \sum_{i=1}^M k_i \omega_i \quad (12)$$

где l, k_i - целые числа, и $-L \leq l \leq L, -K_i \leq k_i \leq K_i$.

Общее количество переменных равно $n_{hb} = N \cdot (2L + 1) \cdot n_{ss}$. Здесь N - число узловых переменных, L - количество гармоник частоты $\tilde{\omega}$, и

$$n_{ss} = \prod_{i=1}^M (2K_i + 1)$$

количество комбинационных частот по малому сигналу.

Применение метода Ньютона для решения уравнений (11) приводит к линейной системе с матрицей Якоби J^{HB} размера $n_{hb} \times n_{hb}$

$$J^{HB}(X^{(k)}) \Delta X^{(k)} = -H(X^{(k)}) \quad (13)$$

В связи с высоким размером решение такой системы представляет основную трудность метода.

Рассмотрим применение упрощенного метода Ньютона для решения системы (11) в рамках введенной выше рекурсивной процедуры.

В рассматриваемом случае начальным шагом процедуры является определение периодического установившегося режима схемы, модель которого получается из (11) отбрасыванием всех малосигнальных возмущений.

$$\tilde{H}(\tilde{X}) = \tilde{I}(\tilde{X}) + \tilde{\Omega} \cdot \tilde{Q}(\tilde{X}) + \tilde{U} = 0 \quad (14)$$

Решение \tilde{X} уравнения (14) содержит $(2L+1)$ гармоник частоты $\tilde{\omega}$.

В случае применения метода Ньютона для решения (14) матрица Якоби имеет блочную структуру размерности $(2L+1) \times (2L+1)$ с блоками $\tilde{J}_{kl}(\tilde{X}) = \tilde{G}(k-l) + jk\omega\tilde{C}(k-l)$, где $\tilde{G}(k-l)$ и $\tilde{C}(k-l)$ - подматрицы размерности $N \times N$, содержащие $(k-l)$ гармоники узловых проводимостей и емкостей.

В соответствии с вычислительной схемой решение \tilde{X} системы (14) используется в качестве начального приближения решения уравнения (11), т.е.

$X^{(0)} = \tilde{X}$. Отметим, что в векторе $X^{(0)}$ отличны от нуля только $(2L+1)N$ компонент, соответствующих вектору \tilde{X} .

Итерационная формула упрощенного метода Ньютона имеет вид

$$J^{HB}(X^{(0)})(X^{(i+1)} - X^{(i)}) = -H(X^{(i)}) \quad (15)$$

В отличие от итерационного процесса (13) матрица Якоби рассчитывается в этом случае только один раз. Такая матрица соответствует системе уравнений, линеаризованных около периодического решения по большому сигналу.

Введем вектор индексов комбинационных частот $\eta = [k_1, k_2, \dots, k_M]^T$ так, что комбинационная частота имеет вид $\nu_i = [\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M] \cdot \eta_i$, $i = 1, 2, \dots, n_{ss}$.

Тогда матрица Якоби может быть представлена в блочно-диагональной форме, где каждый блок соответствует комбинационной частоте

$$J^{HB}(X^{(0)}) = \text{diag}(J^{SS}(\nu_1), J^{SS}(\nu_2), \dots, J^{SS}(\nu_{n_{ss}})) \quad (16)$$

и

$$\Delta X^{(j)} = \left[\Delta X^{(j)}(\eta_1), \Delta X^{(j)}(\eta_2), \dots, \Delta X^{(j)}(\eta_{n_{ss}}) \right]^T$$

$$H^{(j)} = \left[H^{(j)}(\eta_1), H^{(j)}(\eta_2), \dots, H^{(j)}(\eta_{n_{ss}}) \right]^T$$

Вследствие этого система (15) декомпозируется на n_{ss} систем меньшей размерности

$$J^{SS}(\nu_i) \Delta X^{(j)}(\eta_i) = -H^{(j)}(\eta_i) \quad (17)$$

Матрицы J^{SS} соответствуют задаче периодического малосигнального анализа, имеют блочную структуру и размерность $N(2L+1) \times N(2L+1)$. Блок

этой матрицы имеет размерность $N \times N$ и вычисляется по формуле

$$J_{kl}^{SS}(\nu) = \tilde{G}(k-l) + j(k\omega + \nu)\tilde{C}(k-l) \quad (18)$$

Отметим, что для $\nu = 0$ блок матрицы $J^{SS}(0)$ совпадает с блоком матрицы Якоби периодического гармонического баланса.

Таким образом, шаги вычислительной схемы включают:

- вычисление вектора правой части. При этом используется процедура вычисления, аналогичная квазипериодическому гармоническому балансу,
- решение линейных систем (17) для набора комбинационных частот.

По сравнению с квазипериодическим гармоническим балансом данная схема имеет вычислительный выигрыш, так как

- 1) решается всего три набора линейных систем,
- 2) размерности решаемых линейных систем много меньше, чем размерность системы в квазипериодическом гармоническом балансе.

4. Вычислительная схема анализа

Ниже приведена вычислительная схема для анализа периодических нелинейных искажений.

Для упрощения изложения далее ограничимся случаем двух периодических малосигнальных возмущений с частотами ω_1, ω_2 . Пусть комбинационные частоты формируют прямоугольное окно определенное индексами $-K_i \leq k_i \leq K_i$. Общее количество комбинационных частот определяется числом n_{SS} , однако их реальное количество на шагах рекурсивной процедуры может быть различным и значительно меньшим. Обозначим эти числа через $n_{SS1}, n_{SS2}, n_{SS3}$. Поскольку второй шаг процедуры обеспечивает второй порядок приближенного решения, то количество частот определяется из неравенства $|k_1| + |k_2| \leq 2$. Далее, принимая во внимание условие комплексной сопряженности между гармониками решения и пренебрегая гармониками

первого порядка, количество комбинационных частот на шаге 2 определяется как $nss_2 = 5$. Множество комбинационных частот показано на рис. 1.

Аналогично для количества комбинационных частот на шаге 3 получается оценка $nss_3 = 8$. Это число может быть уменьшено, так как всегда можно ограничиться только теми частотами, которые необходимы для расчета результирующих показателей нелинейных искажений. При расчете метрик интермодуляционных искажений - это частоты, определенные индексами $\{(1, 1), (1, -1), (2, -1)\}$.

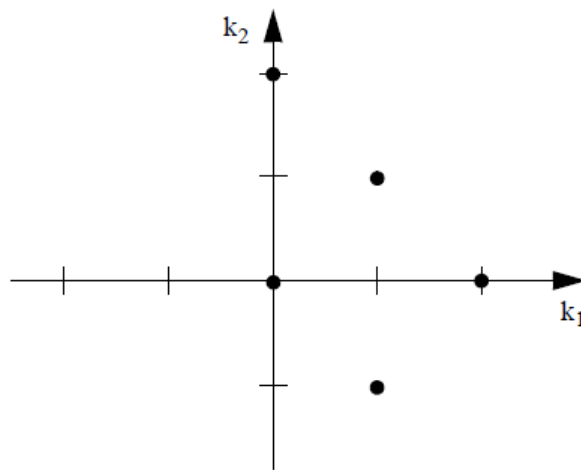


Рис. 1. Комбинационные частоты на шаге 2.

Вычислительная схема может быть представлена в виде последовательности шагов.

Шаг 0. Определение периодического установившегося режима. Включает решение системы (14) методом гармонического баланса.

Шаг 1. Решение первого порядка точности.

- периодический малосигнальный анализ. Решение линейных систем

$$J^{SS}(\omega_1)\Delta X^{(0)}(1,0) = -U_1$$

$$J^{SS}(\omega_2)\Delta X^{(0)}(0,1) = -U_2$$

Здесь U_1, U_2 - малосигнальные источники на частотах ω_1, ω_2 .

- вычисление решения: $X^{(1)}=X^{(0)}+\Delta X^{(0)}$

Шаг 2. Решение второго порядка точности.

- преобразование во временную область $x^{(1)}(t)=\Gamma^{-1}X^{(1)}$

- вычисление узловых токов и зарядов $i(x^{(1)}(t)), q(x^{(1)}(t))$

- преобразование в частотную область $I^{(2)}=\Gamma i(x^{(1)}(t)), Q^{(2)}=\Gamma q(x^{(1)}(t))$

- вычисление вектора невязок $H^{(2)}$

- решение линейных систем относительно поправок

$$J^{SS}(\nu)\Delta X^{(1)}(k_1, k_2) = -H^{(2)}(k_1, k_2)$$

для набора комбинационных частот с индексами $\{\nu\} = \{0, 2\omega_1, \omega_1 + \omega_2, \omega_1 - \omega_2, 2\omega_2\}$

- вычисление решения $X^{(2)}=X^{(1)}+\Delta X^{(1)}$

Шаг 3. Решение третьего порядка точности. Расчет метрик искажений.

- преобразование во временную область $x^{(2)}(t)=\Gamma^{-1}X^{(2)}$

- вычисление узловых токов и зарядов $i(x^{(2)}(t)), q(x^{(2)}(t)),$

- преобразование в частотную область $I^{(3)}=\Gamma i(x^{(2)}(t)), Q^{(3)}=\Gamma q(x^{(2)}(t))$

- вычисление вектора невязок $H^{(3)}$

- решение линейных систем относительно поправок

$$J^{SS}(\nu)\Delta X^{(2)}(k_1, k_2) = -H^{(3)}(k_1, k_2),$$

- вычисление метрик искажений.

Здесь набор комбинационных частот $\{\nu\}$ может включать только те частоты, которые необходимы для расчета метрик. Для расчета интермодуляционных искажений достаточно рассчитать компоненты на частоте $\nu = \omega_1 - 2\omega_2$.

Преобразование сигналов из временной области и обратно выполняется с применением многомерного быстрого преобразования Фурье. Число выбранных частотных точек определяется в соответствии с критерием

Найквиста и должно удовлетворять условию: (число точек $\geq 2n + 1$). Поэтому требуемая точность для $n=3$ достигается, если число выбранных точек больше или равно 7 для каждой малосигнальной фундаментальной частоты.

5. Примеры применения метода. Сравнение с полным методом квазипериодического гармонического баланса при расчёте периодических искажений

Ниже приводится сравнение результатов анализа периодических искажений с помощью разработанного метода (PDHB) с результатами, полученными квазипериодическим гармоническим балансом (НВ). Численные эксперименты проводились для двух схем смесителей, выполненных по МДП технологии (Рис. 2, 3).

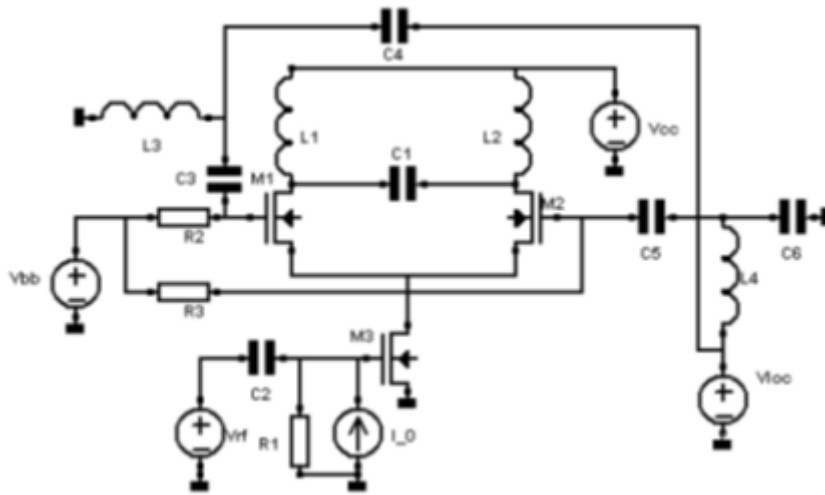


Рис. 2. Схема смесителя 1.

Первый смеситель имеет входные сигналы с параметрами: $A_{LO}=2.5V$ (амплитуда входного сигнала), $f_{LO}=375MHz$, $f_1=394.9MHz$, $f_2=395.1MHz$, амплитуды сигналов радиочастоты менялась от 0 до 0.5В.

На второй смеситель подавались следующие сигналы: $A_{LO}=0.75V$, $f_{LO}=985MHz$, $f_1=899MHz$, $f_2=901MHz$, амплитуды сигналов радиочастоты менялись от 0 до 0.15В.

При анализе периодических нелинейных искажений PDHB сигналы с частотами f_1 , f_2 рассматривались как малые. В методе гармонического баланса формулировалась трёхтоновая задача.

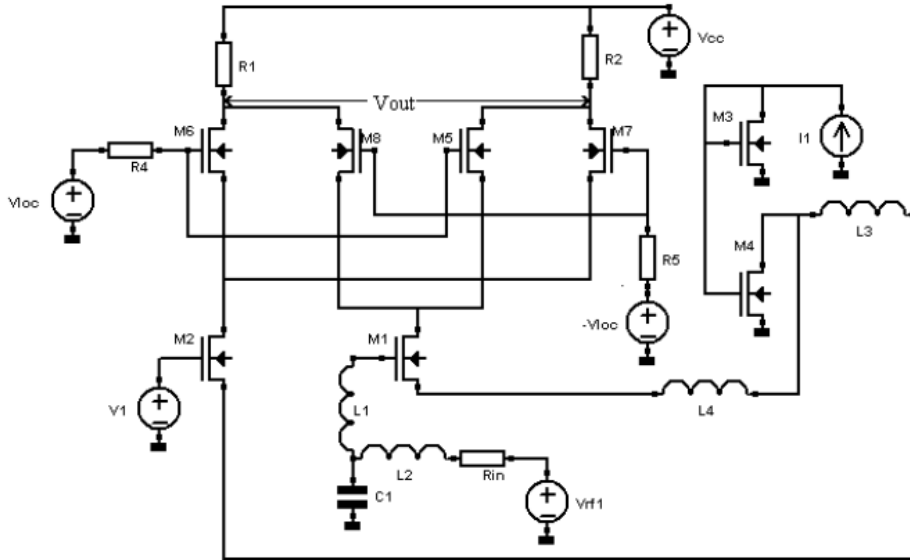


Рис. 3. Схема смесителя 2.

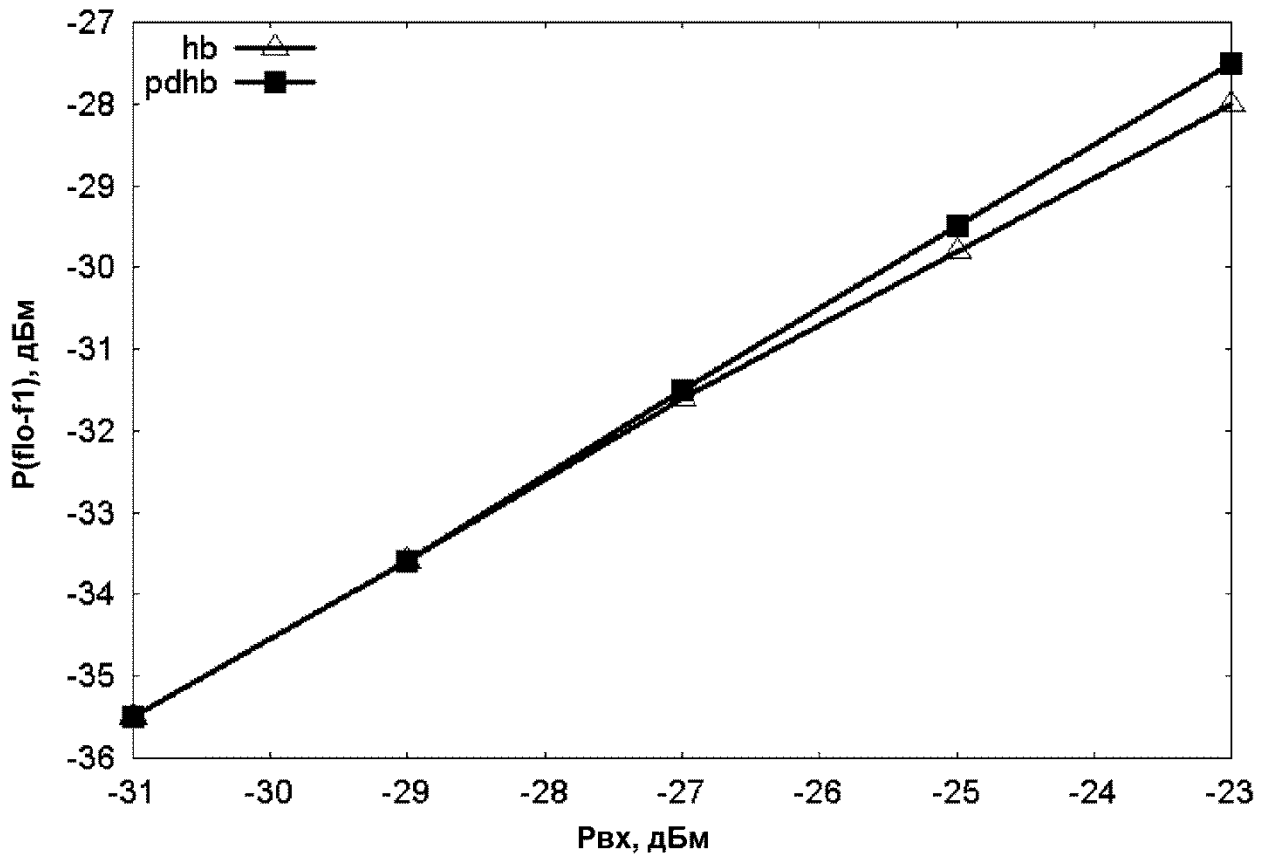


Рис. 4. Вычисленная зависимость спектрального компонента ($f_{LO}-f_1$) от входного сигнала.

Зависимости мощности спектрального компонента ($f_{LO}-f_1$) от величины мощности входного сигнала, полученные различными методами, показаны на Рис. 4. Достигнуто хорошее совпадение результатов анализа с гармоническим балансом при малых значениях входного сигнала. С ростом амплитуды входного сигнала погрешность возрастает, при максимальных значениях амплитуды не превышает 1 дБ. Аналогичные результаты показывают эксперименты при моделировании нелинейных искажений в схеме второго смесителя.

Зависимости интермодуляционного спектрального компонента ($f_{LO}-2f_1+f_2$) и метрики интермодуляционных искажений третьего порядка (отношение амплитуд на частотах $f_{LO}-2f_1+f_2$ и $f_{LO}-f_1$) от величины мощности входного сигнала показаны на Рис. 5 и Рис 6.

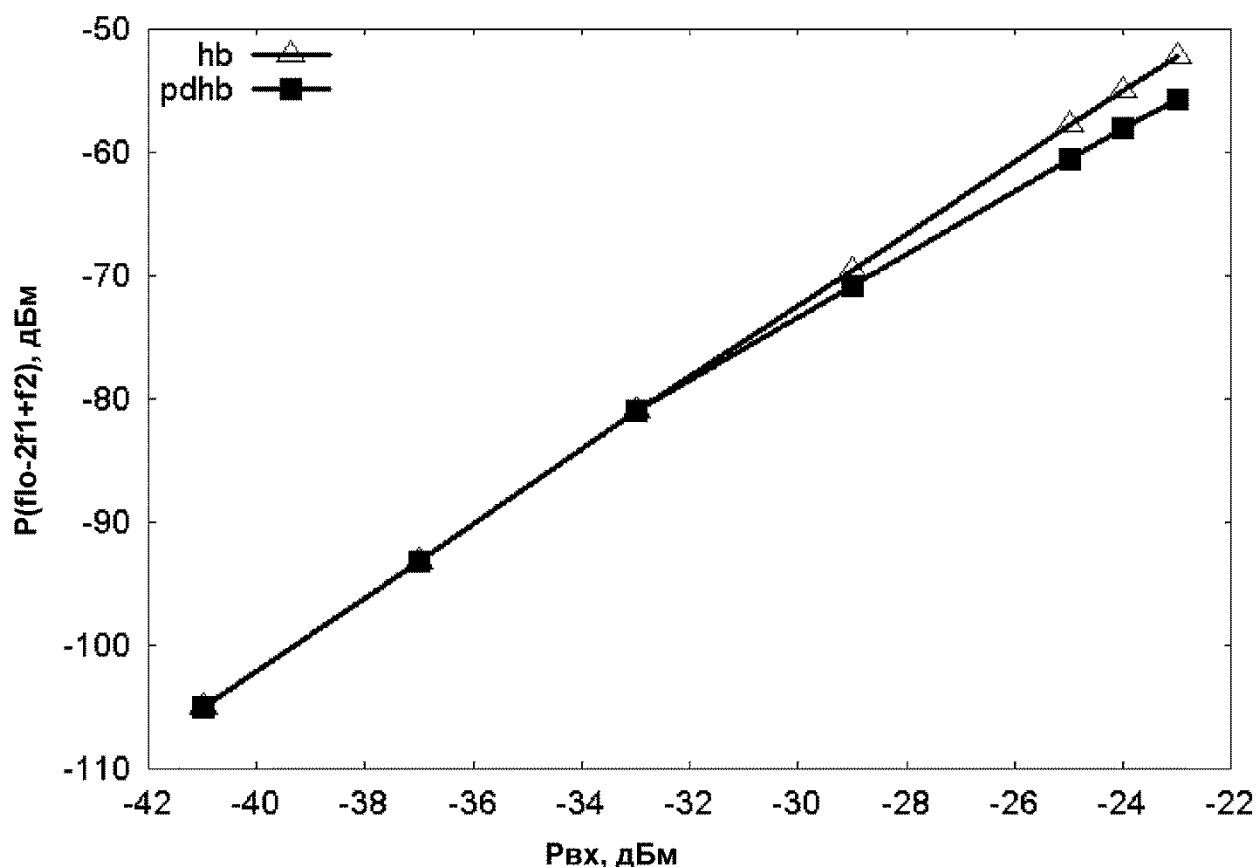


Рис. 5 Вычисленная зависимость спектрального компонента ($f_{LO}-2f_1+f_2$) от входного сигнала.

Отметим хорошее совпадение результатов при малых амплитудах, рост погрешности с ростом амплитуды, максимальные значения которой менее 4 дБ

для первого смесителя и менее 2 дБ для второго. Такие погрешности характерны для области значений входной амплитуды, в которой уже нельзя говорить о малости входных сигналов, т.е. такие погрешности получаются уже вне границ применимости метода.

Вычислительная эффективность предложенного метода может быть оценена по данным таблицы 1. При анализе методом гармонического баланса число гармоник задавалось (15, 3, 3) для первого смесителя и (7, 3, 3) - для второго смесителя. Соответствующие порядки решаемых линейных систем приведены в столбцах 3, 4. Заметим, что при анализе первого смесителя потребовалось решить 8 систем в методе НВ и 18 систем в методе PDHB. Во втором случае количество систем было 9 и 19. Несмотря на большее количество линейных систем в методе PDHB, этот метод обеспечивает 20-30 кратный вычислительный выигрыш. Выигрыш объясняется тем, что размерности решаемых систем в методе PDHB существенно меньше. Из таблицы видно, что предложенный метод анализа эффективнее гармонического баланса более, чем в 20 раз.

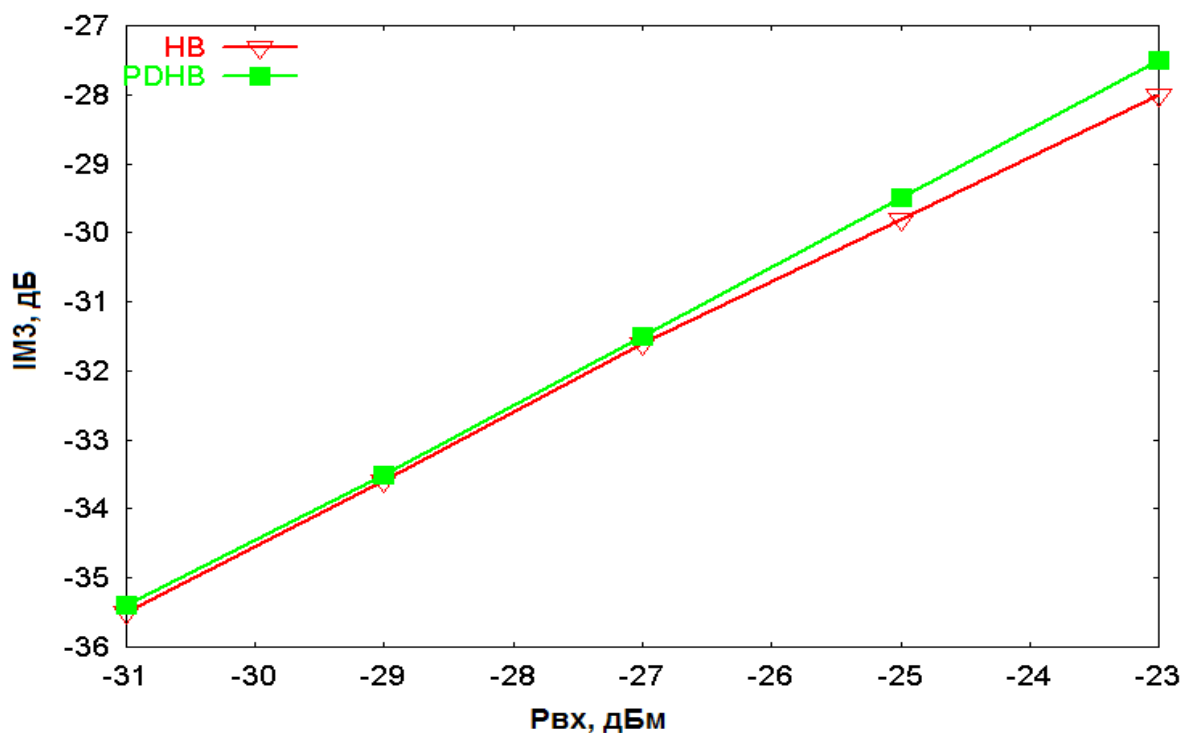


Рис.6 Вычисленная зависимость метрики IM3 от входного сигнала

Таблица 1. Сравнение методов анализа периодических искажений.

Схема номер	Число переменных	Размерность линейных систем		Время расчета, Сек	
		НВ	PDНВ	НВ	PDНВ
1	30	91140	1860	360	13
2	50	79380	1500	399	15

6. Заключение

Разработан метод для схемотехнического моделирования нелинейных искажений в радиотехнических схемах в периодическом установившемся режиме в частотной области. Вычислительная схема метода включает определение периодического установившегося режима методом гармонического баланса и рекурсивную процедуру из трех шагов. Метод расчета периодических нелинейных искажений позволяет исключить вычисление старших производных нелинейных зависимостей моделей, обеспечивает желаемую точность вычисления нелинейных искажений и 20-30 кратное ускорение в сравнении с полным анализом установившихся процессов с помощью квазипериодического гармонического баланса.

Литература

1. Wambacq P., Sansen W. Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits. - Norwell, MA: Kluwer, 1998, - 501 p.
2. Pedro J. C., Carvalho N. B. Intermodulation Distortion in Microwave and Wireless Circuits. - Artech House, 2003, - 432 p.
3. Maas S. A. Nonlinear Microwave Circuits. - Norwood, MA: Artech House, 1988.
4. Богданович Б.М. - Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. - М.: Связь, 1980. - 279 с.

5. Kundert K.S. Introduction to RF Simulation and Its Application // IEEE J. of Solid-State Circuits. 1999. Vol. 34. No. 9, P. 1298-1318.
6. Wambacq P., Gielen G., Kingert P., Sansen W. High Frequency Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits // IEEE Trans. Circuits and systems-II. 1999. Vol. 46. No.1. P. 335-344.
7. Narayanan S. Transistor distortion analysis using Volterra series representations // Bell Syst. Tech. J., 1967. Vol. 46, No. 5, P. 991-1024.
8. Chisholm S., Nagel L. Efficient computer simulation of distortion in electronic circuits // IEEE Trans. Circuit Theory. 1973. Vol. CT-20. P. 742-745.
9. SPECTRE-RF. / San Jose (California): Cadence Design Systems, Inc., 1998.
10. APLAC Circuit Simulation and Design Tool. / Helsinki: APLAC Solutions Corp., 2000.
11. Kundert K.S., White J., Sangiovanni-Vincentelli A. Steady-State Methods for Simulating Analog and Microwave Circuits. - Boston: Kluwer Academic Publishers: 1990.
12. Melville B., Feldman P., Roychowdhury J. Efficient multitone distortion analysis of analog integrated circuits // In Proc. of the IEEE Custom Integrated Circuits Conf. - 1995, P. 241-244.
13. Chen J., Feng D., Phillips J., Kundert K.S. Simulation and Modeling of Intermodulation Distortion in Communication Circuits // In Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf. - 1999, P. 5-8.
14. Вержбицкий В.М. Основы численных методов. - М.: Высшая школа, 2005. - 840 с.
15. Ортега Дж., Рейнболдт В. - Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными. - М.: Мир, 1975. - 558 с.

Для цитирования:

М. М. Гурарий, М. М. Жаров, С. Г. Русаков, С. Л. Ульянов. Метод моделирования нелинейных искажений для периодического режима работы радиотехнических интегральных схем. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. № 5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may18/3/text.pdf>
 DOI 10.30898/1684-1719.2018.5.3