

Системы автоматизированного проектирования

УДК 621.375.4

А.В. Богдан, А.И. Зазерин, А.Т. Орлов, канд. техн. наук

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»,
ул. Политехническая, 16, к. 124, г. Киев, 03056, Украина.

Учет нелинейности в макромодели ОТА, применимой для синтеза активных фильтров высокого порядка

Предложена модифицированная макромодель операционного усилителя тока, являющаяся компромиссным решением по критериям простоты расчета, полноты и точности отражения характеристик. Применение полиномов Чебышева для аппроксимации нелинейности усиления ОТА позволило оптимизировать точность макромодели по минимакс-критерию без усложнения ее структуры. Проведено сравнение нелинейных характеристик макромодели с низкоуровневой транзисторной архитектурой усилителя, показавшее допустимость применения макромодели при проектировании сложных активных фильтров. Библ. 11, рис. 11.

Ключевые слова: макромодель, ОТА, активные фильтры, минимакс-аппроксимация.

Введение

Активные фильтры сегодня широко распространены и выполняют функции частотной обработки в устройствах связи на промежуточной частоте, на этапах до и после оцифровки аудио- и видео сигналов и пр. [11]. Успешность применения активных фильтров связана, прежде всего, с возможностью их интеграции и развитой теоретической базой для их проектирования.

В последние годы активно разрабатываются архитектуры операционных усилителей тока (ОТА – operational transconductance amplifier), позволяющие преодолеть существующий частотный барьер для таких активных элементов в несколько сотен МГц. Активные фильтры на основе таких элементов проще в проектировании, имеют встроенную возможность перестройки параметров и позволяют реализовать устройства, отвечающие современным требованиям диапазона рабочих частот, широкополосности и избирательности.

Однако современные ОТА характеризуются высокой степенью интеграции и включают в се-

бя значительное количество элементов. Так, фильтр 5-го порядка может содержать до 10 активных элементов, каждый из которых включает 10-15 транзисторов. Моделирование сложных систем, включающих низкоуровневые транзисторные модели ОТА, является неэффективным с точки зрения сложности и времени расчета.

Макромодель, как упрощенный аналог транзисторной архитектуры, позволит получить результаты симуляции значительно быстрее. Так, в случае анализа переходных процессов время расчета схемы может уменьшиться на 3 порядка практически без потерь в точности [8]. Это открывает возможность применения методов прямой цифровой оптимизации характеристик активных фильтров с учетом их нелинейностей, шумов и динамического диапазона.

Данная работа посвящена разработке модифицированной нелинейной макромодели ОТА с применением аппроксимационных полиномов Чебышева, моделирующих нелинейность коэффициента транспроводимости усилителя.

Макромодель ОТА и постановка проблемы аппроксимации

С точки зрения проектирования активных аналоговых фильтров, одними из важнейших характеристик, определяющих качество фильтра в целом, являются коэффициент гармонических искажений (THD – total harmonic distortion) и отношение сигнал/шум (SNR – signal-to-noise ratio). Наибольшее влияние на THD имеет свойственная активным элементам нелинейность коэффициента усиления, продуцирующая гармонические искажения. В свою очередь, SNR определяется в основном тепловым и $1/f$ шумами ОТА. При этом важно наличие таких моделей нелинейных искажений и шумов, которые могут быть встроены в компьютерные системы автоматизированного проектирования фильт-

ров. Главными требованиями к таким моделям являются точность представления характеристик, универсальность (что обеспечивает возможность адаптировать одни и те же расчетные методы для различных топологий) и скорость работы, позволяющая интеграцию с численными алгоритмами оптимизации.

Макромодели активных элементов обычно имеют секционную структуру (рис. 1), каждая секция которой учитывает различные неидеальности: конечные входное и выходное сопротивления, шумы, частотную зависимость усиления, нелинейности входной дифференциальной пары, систематические и случайные оффсеты топологии, влияние температуры и т.д.



Рис. 1. Блок-диаграмма структуры макромодели

Рассматриваемая в работе макромодель ОТА (рис. 2) базируется на трехсекционной однополюсной макромодели [4], модифицирован-

ной с учетом нелинейности коэффициента усиления и шумовых характеристик.

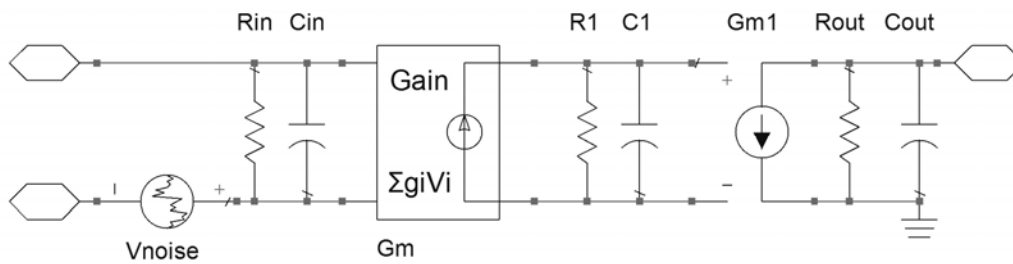


Рис. 2. Схематическое изображение макромодели ОТА с учетом нелинейностей и шумов

Частотная зависимость коэффициента транспроводимости g_m такой схемы в общем виде аппроксимируется однополюсной моделью, в которой доминирующий полюс представлен частотой w_p :

$$g_m(s) = \frac{g_{m0}}{1 + \frac{s}{w_p}} = \frac{g_{m0}}{1 + sR_pC_p}, \quad (1)$$

где g_{m0} – коэффициент усиления по постоянному току, а значение w_p соответствует конечной частотной полосе усиления ОТА.

Входной импеданс имеет конечное значение и представлен элементами R_{in} и C_{in} , где C_{in} включает паразитные емкости входных дифференциальных транзисторов усилителя C_{gs} и C_{gd} . Синфазными входными проводимостями и емкостями обычно пренебрегают, поскольку на практике их значения, как правило, существенно меньше, по сравнению с дифференциальными составляющими. Выходной импеданс моделируется R_{out} и C_{out} , включенными параллельно

между выходным терминалом и общим проводом схемы.

Несмотря на то, что современные архитектуры ОТА включают различные методы линеаризации [3], вносимые искажения все еще достаточно существенны и объясняются нелинейной природой составляющих усилитель транзисторов. Зависимость относительного усиления g_m/g_{m0} от входного дифференциального напряжения для обычного ОТА показана на рисунке 3.

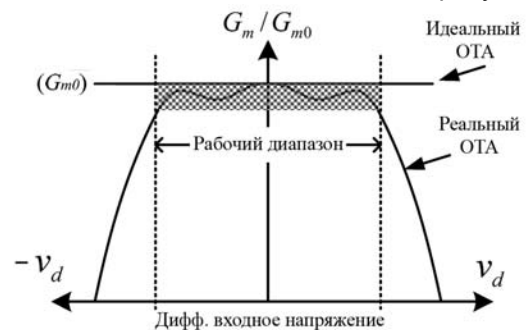


Рис. 3. Типичная зависимость транспроводимости ОТА g_m/g_{m0} от входного дифференциального напряжения v_d

Приближенное вычисление подобной функциональной зависимости является важной практической задачей. Согласно теореме Стоуна-Вейерштрасса, любая непрерывная функция $f(x)$ в конечном интервале $[a, b]$ может быть аппроксимирована последовательностью многочленов с учетом погрешности $\epsilon > 0$. Однако существование теоремы не означает, что все методы полиномиальной аппроксимации эффективно работают, теорема также не определяет, какой набор полиномов является лучшим для аппроксимации конкретной функции.

Таким образом, разработка модели нелинейности устройств связана с двумя ключевыми проблемами аппроксимации. Первая проблема возникает, когда нелинейная зависимость задана явно, но необходимо нахождение более простой функции, которая может быть использована для вычисления приближенных значений. Вторая проблема связана с нахождением такого класса аппроксимирующих функций, который наилучшим образом подходит для представления заданного массива данных.

Поскольку операции суммирования, вычитания и умножения являются наиболее простыми и быстродействующими операциями, доступными для ЭВМ, разумно предположить существование полинома степени n , имеющего вид

$$f_n(x) = c_0 + c_1x + c_2x^2 + \dots + c_nx^n \quad (2)$$

в качестве аппроксимирующей функции с весовыми коэффициентами $\{c_k\}$. В развернутом виде такая функция является полиномиальным рядом Тэйлора или рядом Маклорена (при $a=0$):

$$f_n(x) = f(a) + f'(a)(x - a) + \frac{f''(a)}{2!}(x - a)^2 + \dots + \frac{f^{(n)}(a)}{n!}(x - a)^n \quad (3)$$

Ряды Тэйлора являются одними из наиболее распространенных полиномиальных функций, часто применяемых при моделировании нелинейностей различных устройств [1], [5].

На рисунке 4 представлен результат аппроксимации полиномиальным рядом Тэйлора нелинейности усиления тестируемого в данной работе дифференциального балансного ОТА [6]. Штриховой линией показана зависимость для низкоуровневой транзисторной модели, сплошной – для нелинейной макромоделли с полиномом 9-й степени. Вычисление коэффициентов полинома в рабочем диапазоне напряжений $-1..1$ В проводилось методом наименьших квадратов на основе анализа зависимости выходного тока от входного дифференциального

напряжения транзисторной архитектуры. Вне рабочего диапазона негативное влияние полинома устранялось при помощи двух диодов.

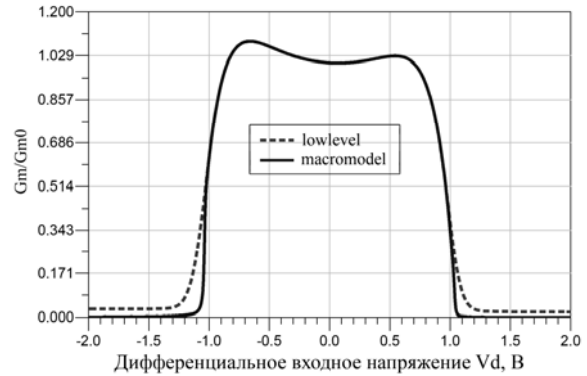


Рис. 4. Графики зависимости усиления ОТА, как отношения g_m/g_{m0} , от входного дифференциального напряжения V_d .

Результатом является практически полное совпадение аппроксимирующей функции с исходной зависимостью в рабочем диапазоне, однако ошибка вовсе не равна нулю. Она имеет порядок 10^{-7} , более того, график распределения ошибки имеет характерный вид [2] – ошибка аппроксимации нарастает по мере удаления от середины интервала.

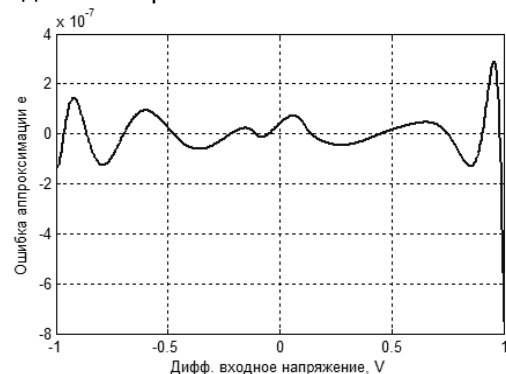


Рис. 5. График распределения ошибки аппроксимации в рабочем диапазоне входных напряжений ОТА

Другой особенностью такого подхода аппроксимации является его неприменимость при большом количестве узлов. Так, в случае, если аппроксимирующая функция представлена рядом (1), коэффициенты $\{c_k\}$ полинома следует искать в системе алгебраических уравнений

$$\begin{cases} c_1x_1^0 + c_2x_1^1 + \dots + c_{n+1}x_1^n = y_1 \\ c_1x_2^0 + c_2x_2^1 + \dots + c_{n+1}x_2^n = y_2 \\ \dots \\ c_1x_{n+1}^0 + c_2x_{n+1}^1 + \dots + c_{n+1}x_{n+1}^n = y_{n+1} \end{cases}, \quad (4)$$

используя доступный численный метод. Однако число обусловленности матрицы такой системы быстро растет с увеличением количества узлов аппроксимации, что может привести к значительным ошибкам. На рисунке 6 показана зависимость максимальной ошибки аппроксимации:

$$E_{\max} = \max(\text{abs}[f_{\text{fit}}(x) - f(x)]) \quad (5)$$

от степени аппроксимационного полинома.

Сначала, при увеличении степени полинома, ошибка ожидаемо уменьшается и достигает своего минимального значения, объясняющегося ошибками округления при вычислении. Далее ошибка начинает быстро возрастать, что свидетельствует об отсутствии сходимости и практической неприменимости аппроксимационных полиномов высоких степеней.

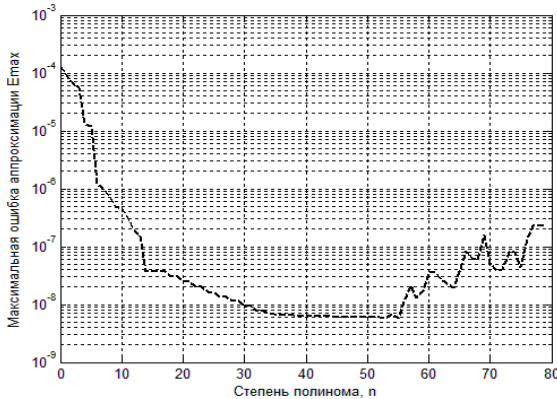


Рис. 6. График зависимости максимальной ошибки аппроксимации от степени аппроксимационного полинома Тэйлора

Таким образом, несмотря на очевидные преимущества подходов с применением натуральных полиномов Тэйлора – быстрый расчет коэффициентов, возможность упрощенной схемотехнической реализации в большинстве специализированных САПР и невысокую среднеквадратическую ошибку, подход имеет и существенные недостатки. Так, ошибка аппроксимации распределена неравномерно: точность аппроксимации высока вблизи середины интервала, но значительно уменьшается ближе к краям. Другим недостатком является отсутствие сходимости полинома высоких степеней, что объясняется плохой обусловленностью матрицы.

Нелинейная модель с применением полиномов Чебышева

Общая проблема полиномов натуральной формы (3) в том, что все одночлены являются однотипными, похожими в диапазоне [0, 1], иначе говоря, являются высоко коррелирующими. Это означает, что небольшие изменения ап-

проксимирующей функции $f(x)$ являются следствием значительных изменений коэффициентов c_0, \dots, c_n . Соответственно, коэффициенты не могут быть определены с высокой точностью в процессе расчета из-за ошибок округления.

Особенность ортогональных полиномов состоит в выборе таких элементов $f_i(x)$, которые бы максимально отличались в рассматриваемом диапазоне и не коррелировали. Так, полиномы Лежандра и Чебышева не коррелируют в интервале $[-1, 1]$, полиномы Лагерра – в интервале $[0, \infty]$, Эрмита $[-\infty, \infty]$ и т.д. Важным свойством таких полиномов является то, что $f_n(x)$ меняют знак n раз в рассматриваемом интервале. Полиномы Чебышева, в свою очередь, имеют свойство переменных границ. Локальные максимумы и минимумы чебышевских полиномов в интервале $[-1, 1]$ принимают значения 1 и -1 соответственно, вне зависимости от степени полинома. Это свойство делает их пригодными для аппроксимации по минимакс-критерию. Фактически, наилучшая аппроксимация минимакс-полиномом n степени может быть получена нахождением такой функции, которая удовлетворяет условию $p_n(x)=f(x)$ в нулях $(n+1)$ -полинома.

Полиномы Чебышева определяются следующим образом:

$$T_k(x) = \cos(k \arccos(x)), \quad |x| \leq 1, \quad (6)$$

и имеют k различных корней в интервале $[-1, 1]$:

$$x_m = \cos \frac{2m+1}{2k} \pi, \quad m = 0, 1, \dots, k-1, \quad (7)$$

которые и следует выбирать в качестве узлов для аппроксимации.

На качество приближения сильное влияние оказывает не только количество, но распределение узлов по диапазону аппроксимации, а также гладкость функции $f(x)$. Чебышевские узлы распределены симметрично относительно нуля и неравномерно – с увеличением плотности ближе к краям отрезка. Максимального значения, равного 1, модуль полинома достигает в точках $\cos \frac{m}{k} \pi$.

Несложно показать [10], что для любого полинома $p_k(x)$ степени k с коэффициентом при старшей степени, равным единице, будет справедливо следующее соотношение:

$$\max_{x \in [-1, 1]} |p_k(x)| \geq \frac{1}{2^{k-1}}, \quad (8)$$

что характеризует полиномы Чебышева, как наименее удаляющиеся от нуля. При этом выбор чебышевских узлов в качестве узлов ап-

проксимации является наилучшим в отношении минимизации максимальной ошибки аппроксимации.

Подстановкой $x=\cos(\theta)$ в рекуррентное соотношение для полиномов Чебышева могут быть получены многочлены первого рода:

$$\begin{aligned} T_0(x) &= 1 \\ T_1(x) &= x \\ T_2(x) &= 2x^2 - 1 \\ &\dots \\ T_{n+1}(x) &= 2xT_n(x) - T_{n-1}(x) \end{aligned} \quad (9)$$

Чебышевские узлы обычно рассчитываются для диапазона $[-1, 1]$, однако это не является ограничением и метод может быть применен для любого диапазона $[a, b]$ с учетом линейного преобразования:

$$x = \frac{t - 1/2(b+a)}{1/2(b-a)} \quad (10)$$

Экстракция весовых коэффициентов полиномиального ряда может быть выполнена с использованием итерационного алгоритма равномерного аппроксимирования Ремеза [7] или более жесткого метода Каратеодори-Фейера, дающего сравнимые результаты для более гладких функций [9].

Для иллюстрации характеристик нелинейной модели проведена аппроксимация нелинейности усиления балансного ОТА, рассматриваемого ранее. Применением алгоритма Ремеза извлечены следующие коэффициенты полинома 9 степени:

$$\begin{aligned} g_0 &= -2.6043e-05, & g_1 &= -2.1203e-03, \\ g_2 &= 3.5517e-05, & g_3 &= 2.6643e-05, \\ g_4 &= 7.6453e-06, & g_5 &= 2.3775e-05, \\ g_6 &= 1.0307e-06, & g_7 &= 4.8026e-06, \\ g_8 &= -1.6821e-07, & g_9 &= 1.7360e-07. \end{aligned}$$

Хотя, в случае аппроксимации степенными рядами, среднеквадратическая ошибка может быть меньше, максимальное ее значение всегда ниже для чебышевского метода, при этом распределение ошибки имеет относительно равномерный характер, удовлетворяя минимакс-критерию (рис. 7).

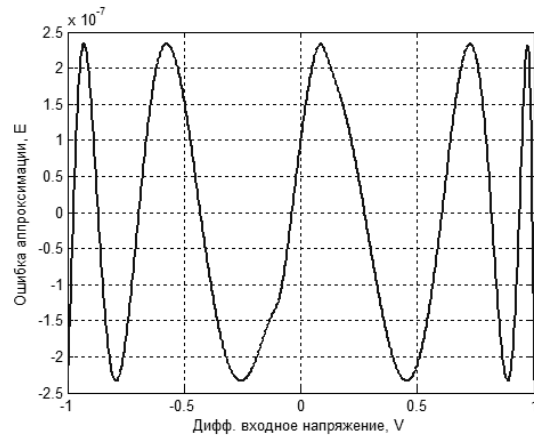


Рис. 7. График распределения ошибки аппроксимации в рабочем диапазоне ОТА с применением чебышевских узлов

Другим преимуществом является улучшенная обусловленность матрицы для полиномов высоких степеней. На рисунке 8 отражены зависимости максимальной ошибки аппроксимации (5) нелинейности ОТА от степени полинома при расчете до 80-й степени. Очевидным результатом является применимость чебышевских полиномов высоких степеней, при этом максимальная ошибка ниже, чем в случае аппроксимации натуральными полиномами.

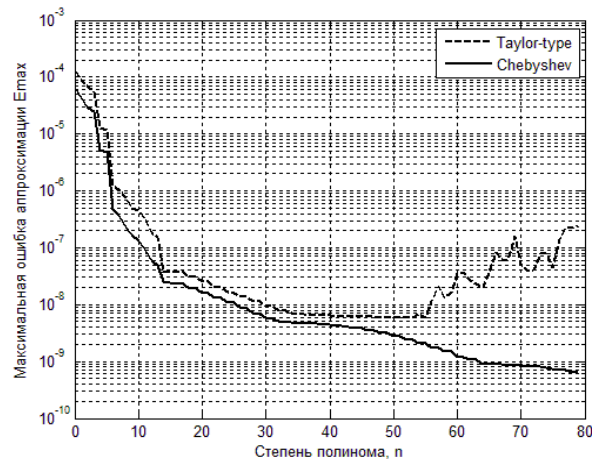


Рис. 8. Графики зависимости максимальной ошибки аппроксимации от степени аппроксимационных полиномов Тэйлора и Чебышева

Нелинейная модель с применением полиномов Чебышева может быть интегрирована в современные САПР, поддерживающие символическое описание нелинейных компонентов. Так, на рисунке 9 представлена модель, применяемая в САПР Agilent ADS и входящая в со-

став нелинейной макромоделли ОТА (рис. 2). Многочлены Чебышева в случае необходимости могут быть разложены по схеме Горнера с целью экономии машинного времени и уменьшения верхнего предела ошибки округления.

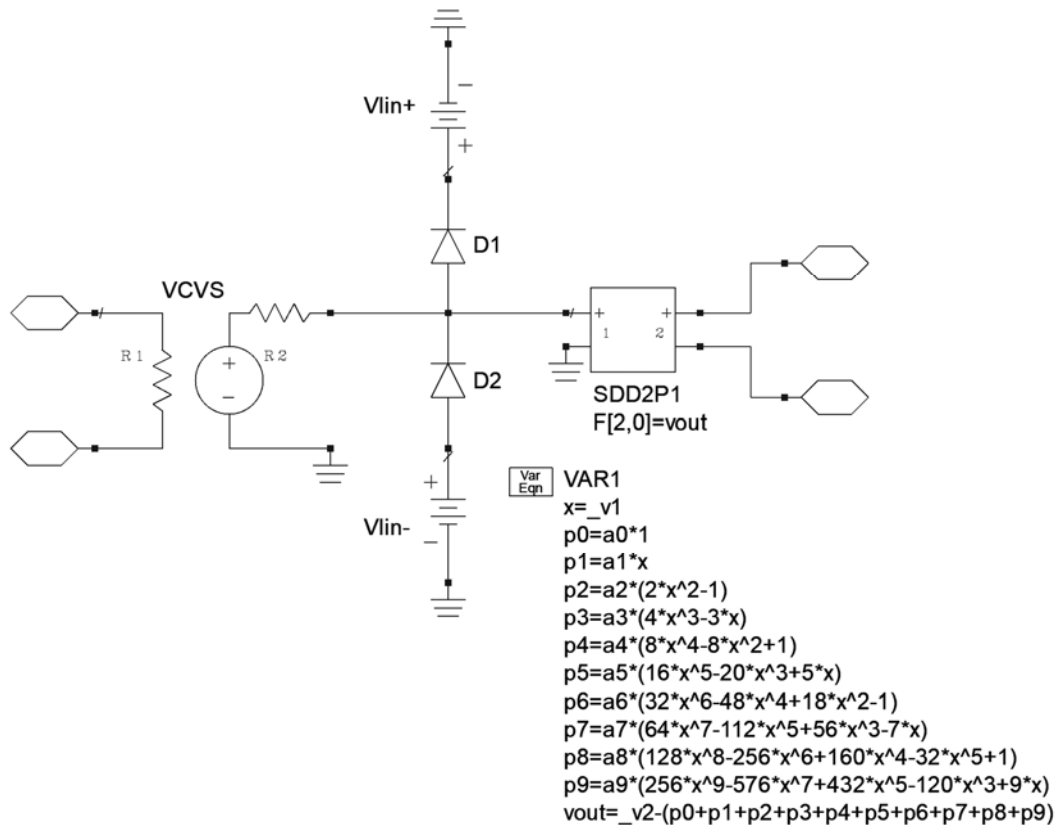


Рис. 9. Модель нелинейности усиления ОТА с применением чебышевской аппроксимации

Верификация нелинейных характеристик макромоделли

Верификация практических нелинейных характеристик макромоделли ОТА проводилась путем сравнительного анализа ее характеристик с характеристиками низкоуровневой архитектуры балансного ОТА, выполненного на 0.18 мкм CMOS технологии. Схемы рассчитывались при следующих условиях, обеспечивающих наглядность результатов: симметричное напряжение питания усилителя составляло ± 5 В, управляющее напряжение $-3,8$ В, постоянный ток смещения $I_{bias} = 833$ мкА.

На рисунке 10, а представлены передаточные характеристики для транзисторной архитектуры и нелинейной макромоделли. Применение диодов, моделирующих насыщение коэффициента транспроводимости, исключает негативное влияние полинома вне рабочего диапазона напряжений. Зависимость усиления структур, как отношения g_m/g_{m0} , от входного напряжения, показана на рисунке 10, б. В рабочем диапазоне напряжений $-1..1$ В коэффициент остаточной суммы квадратов (RSS) составил $4,05e-12$, что говорит о высокой точности аппроксимации полиномиальной функцией.

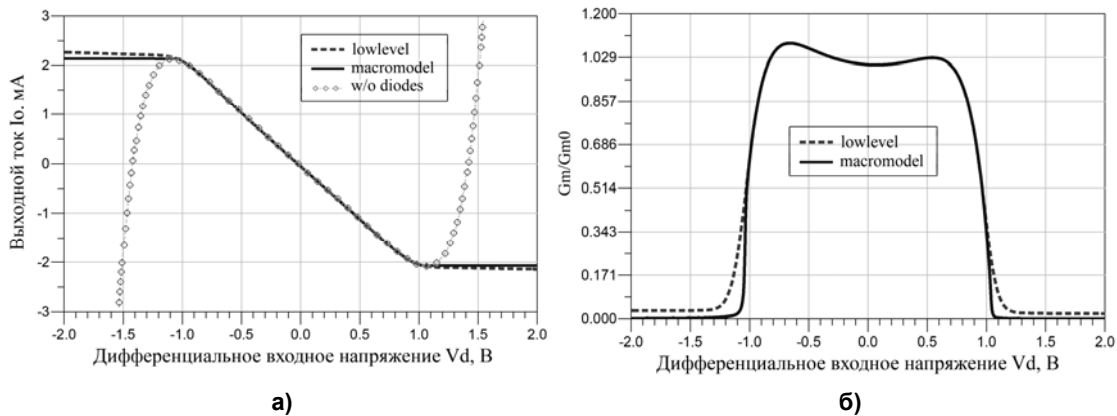


Рис. 10. Передаточная характеристика $I_o(v_d)$ тестируемых структур (а) и зависимость g_m/g_{m0} от дифференциального входного напряжения v_d (б)

Анализ переходных процессов нелинейной макромоделли представлен на рисунке 11, а. Очевидным результатом являются значительные искажения формы выходного напряжения при значениях входного дифференциального напряжения, выходящих за рамки рабочего диапазона. Аналогичный вывод прослеживается при рассмотрении характеристик выходной

мощности и усиления (рис. 11, б). Коэффициент гармонических искажений в рабочем диапазоне достигает значений 0.3–0.6, что является следствием намеренно завышенных напряжений питания усилителя, обеспечивающих наглядность результатов. Вне рабочего диапазона THD ожидаемо резко возрастает.

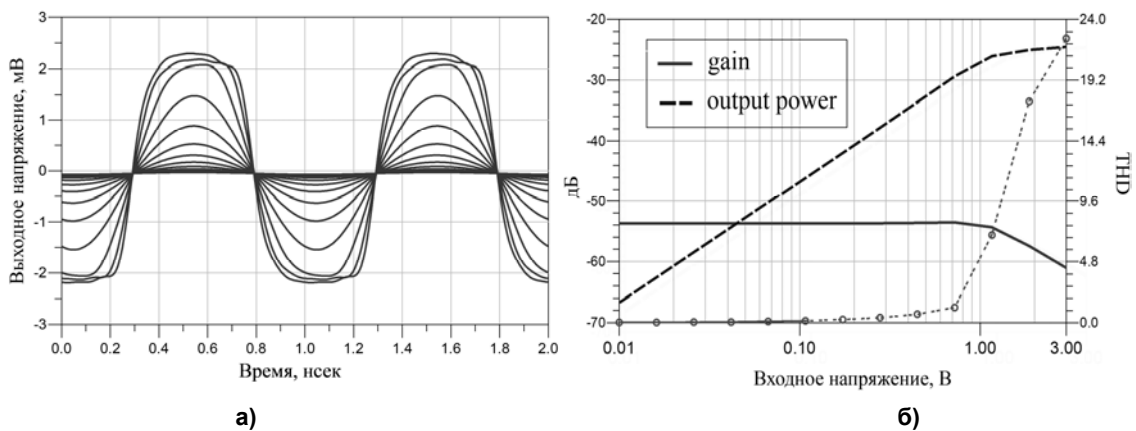


Рис. 11. Анализ переходных процессов (а), характеристики выходной мощности, усиления и THD макромоделли от напряжения v_d (б)

В целом, моделирование нелинейных характеристик макромоделли ОТА показало высокую точность имитации характеристик транзисторной архитектуры.

Выводы

В работе предложена трехсекционная нелинейная макромоделль операционного усилителя тока, модифицированная с использованием полиномов Чебышева. Макромоделль учитывает

неидеальности усилителя, необходимые для моделирования сложных активных фильтров: конечные значения входного и выходного импедансов, частотную зависимость коэффициента усиления и его нелинейную зависимость от входного дифференциального напряжения, а также шумовые характеристики.

Макромоделль достаточно универсальна для применения в большинстве современных систем автоматизированного проектирования фильтров, позволяет эффективно и с достаточ-

ной точностью оценивать частотный отклик фильтра, его гармонические искажения и динамический диапазон. Высокая скорость расчета макромодели, обеспечиваемая простой структурой, позволяет применять прямые методы численной оптимизации характеристик фильтра.

Применение ортогональных полиномов Чебышева позволило минимизировать ошибку аппроксимации нелинейности ОТА, уменьшить чувствительность к ошибкам округления при расчете, а также допускает использование полиномов большой степени при проектировании сложных активных фильтров высокого порядка.

Список использованных источников

1. *Adrang H., Lotfi R.* A low-power CMOS Gm-C filter for wireless receiver applications with on-chip automatic tuning system // 2006 IEEE International symposium on circuits and systems proceedings, 2006. – 4 p.
2. *Atkison K.* An introduction to numerical analysis // New York: Wiley, 2nd edition, 1989. – 712 p.
3. *Azhari S., Rezaei F.* High linear, high CMRR, low power OTA with class AB output stage // International Journal of Computer Theory and Engineering, – Vol. 2, No. 4, August, 2010. – 5 p.
4. *Deliyannis T., Sun Y., Fidler J.K.* Continuous-time active filter design // Florida: CRC Press, 1999. – 464 p.
5. *El-Khatib Z., MacEachern L.* Distributed CMOS bidirectional amplifiers. Broadbanding and linearization techniques // Analog circuits and signal processing, Springer press, 2012. – 134 p.
6. *Mohieldin A., Sanchez-Sinencio E., Silva-Martinez J.* A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector // IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 38, N. 4, 2003. – 6 p.
7. *Pachon R., Trefethen L. N.* Barycentric-Remez algorithms for best polynomial approximation in the chebfun system // BIT Numerical Mathematics N.49, 2009. – 23 p.
8. *Schaumann R., Ghausi M.S., Laker R.* Design of analog filters: passive, active RC and switched capacitor // Prentice-Hall Series in Electrical and Computer Engineering, 1990. – 528 p.
9. *Van-Deun J., Trefethen L. N.* A robust implementation of the Caratheodory-Fejer method // BIT Numerical Mathematics, 2011. – 12 p.
10. *William H., Flannery B., Teukolsky S., Vetterling W.* Numerical recipes. The art of scientific computing // New York: Cambridge University Press. – 3rd Edition, 2007. – 1235 p.
11. *Zheng Y.* Operational transconductance amplifiers for gigahertz applications // Ontario, Queen's University, 2008. – 159 p.

Поступила в редакцию 20 декабря 2013 г.

УДК 621.375.4

О.В. Богдан, А.І. Зазерін, А.Т. Орлов, канд. техн. наук

Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»,
вул. Політехнічна, 16, к. 137, г. Київ, 03056, Україна.

Врахування не лінійності в макромоделі ОТА, застосовної для синтезу активних фільтрів високого порядку

У статті розглядається питання розробки моделі нелінійності коефіцієнта транспровідності операційного підсилювача струму. Дається аналіз існуючих підходів апроксимації з застосуванням ступеневих рядів Тейлора, описуються недоліки методу. В основній частині викладається метод апроксимації із застосуванням ортогональних поліномів Чебишева. Автор наводить результати розрахунку характеристик балансного ОТА, акцентуючи увагу на зменшення максимальної помилки апроксимації, зниження чутливості до помилок округлення при розрахунку, а також на можливість застосування поліномів високого ступеня при використанні запропонованого підходу. У роботі також порушено питання інтеграції моделі в системи автоматизованого проектування фільтрів. На закінчення наводяться результати верифікації нелінійних характеристик макромоделі ОТА, що показують високу точність імітації характеристик низькорівневої транзисторної моделі. Підкреслюється можливість застосування макромоделі для синтезу ак-

тивних фільтрів високого порядку, а також оцінки з високою точністю їх частотного відгуку і гармонійних спотворень. Бібл. 11, рис. 11.

Ключові слова: макромодель, ОТА, активні фільтри, мінімакс-апроксимація.

UDC 621.375.4

O.V. Bogdan, A.I. Zazerin, A.T. Orlov, Ph.D.

National Technical University of Ukraine «Kyiv Polytechnic Institute»,
16 Polytechnichna Str., off. 137, Kyiv, 03056, Ukraine.

Accounting of nonlinearity in OTA macromodel, applicable for synthesis of high-order active filters

The article discusses the development of the nonlinearity model of operational transconductance amplifier. The analysis of existing approaches using Taylor polynomial is described accounting the method's shortcomings. The main part presents the orthogonal Chebyshev approximation method. The author gives the balanced OTA calculation results, focusing on the reduction of the maximum approximation error, reduced sensitivity to calculation rounding errors, as well as the possibility of application of high-degree polynomials using the proposed approach. The paper also raised the model's integration into CAD systems issue. In conclusion, the results of nonlinear macromodel verification are given, showing the high accuracy of imitating the characteristics of a low-level transistor model. The possibility of application of macromodel for the synthesis of high-order active filters was highlighted, as well as high precision evaluation of filter performance and harmonic distortion. Reference 11, figures 11.

Keywords: macromodel, OTA, active filters, minimax approximation.

References

1. *Adrang H., Lotfi R. A.* (2006), "low-power CMOS Gm-C filter for wireless receiver applications with on-chip automatic tuning system". 2006 IEEE International symposium on circuits and systems proceedings, p. 4.
2. *Atkison K.* (1989), "An introduction to numerical analysis". New York: Wiley, 2nd edition, p. 712.
3. *Azhari S., Rezaei F.* (2010), "High linear, high CMRR, low power OTA with class AB output stage". International Journal of Computer Theory and Engineering, Vol. 2, No. 4, August, p. 5.
4. *Deliyannis T., Sun Y., Fidler J.K.* (1999), "Continuous-time active filter design". Florida: CRC Press, p. 464.
5. *El-Khatib Z., MacEachern L.* (2012), "Distributed CMOS bidirectional amplifiers. Broadbanding and linearization techniques". Analog circuits and signal processing, Springer press, p. 134.
6. *Mohieldin A., Sanchez-Sinencio E., Silva-Martinez J.* (2003), "A fully balanced pseudo-differential OTA with common-mode feedforward and inherent common-mode feedback detector". IEEE Journal of solid-state circuits, Vol. 38, No. 4, p. 6.
7. *Pachon R., Trefethen L. N.* (2009), "Barycentric-Remez algorithms for best polynomial approximation in the chebfun system". BIT Numerical Mathematics No.49, p. 23.
8. *Schaumann R., Ghausi M.S., Laker R.* (1990), "Design of analog filters: passive, active RC and switched capacitor". Prentice-Hall Series in Electrical and Computer Engineering, p. 528.
9. *Van-Deun J., Trefethen L. N.* (2011), "A robust implementation of the Caratheodory-Fejer method". BIT Numerical Mathematics, p. 12.
10. *William H., Flannery B., Teukolsky S., Vetterling W.* (2007), "Numerical recipes. The art of scientific computing". New York: Cambridge University Press. 3rd Edition, p. 1235.
11. *Zheng Y.* (2008), "Operational transconductance amplifiers for gigahertz applications". Ontario, Queen's University, p. 159.