

Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей (часть 1)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В статье рассмотрены проблемы и особенности моделирования средствами САПР OrCAD 9.2 электронных схем, активными компонентами которых являются ОУ. Особое внимание уделено анализу схем, а также достоинств и недостатков наиболее востребованных SPICE-совместимых макромоделей ОУ. Даны рекомендации по преодолению некоторых проблем моделирования схем, обусловленных недостатками макромоделей ОУ. Приведены краткие сведения об истории создания и совершенствования макромоделей ОУ.

Качество, стоимость и сроки разработки современных электронных устройств существенным образом зависят от эффективности и достоверности методов, используемых для анализа схемных решений. Возможности аналитических методов анализа сложных схем весьма ограничены и во многих случаях имеют недопустимо низкую точность, поскольку в них, как правило, используются упрощающие допущения [1]. Применение аналитических методов сопряжено с трудоёмкими и громоздкими математическими преобразованиями, в процессе выполнения которых высока вероятность совершения ошибок. В настоящее время наиболее продуктивным и точным является метод анализа схем, осуществляемый средствами современных систем автоматизированного проектирования (САПР). По существу мы являемся участниками (или, по крайней мере, свидетелями) очередной научно-технической революции, которая проходит под лозунгом: «Да здравствует САПР – ускоритель технического прогресса, обязательный инструмент и необходимое условие успешной работы каждого инженера!».

Использование современных схмотехнических САПР снимает многие традиционные проблемы разработки схем радиоэлектронных устройств. Однако при использовании новых технологий проектирования возникают и новые проблемы, суть которых очень точно охарактеризо-

вана [2]: «Каждая техническая революция, кроме очевидных преимуществ, о которых пишут и говорят, приносит и трудности, многие из которых становятся явными по мере освоения новой техники». Важно понимать, что указанные трудности являются проблемами нового (более высокого) уровня проектирования и во многих ситуациях могут быть успешно преодолены или, в крайнем случае, обойдены. Однако это возможно только в том случае, когда схемотехник понимает возможности и ограничения, связанные с использованием САПР.

Операционный усилитель (ОУ) является базовым активным компонентом низкочастотной (всё в нашей жизни относительно – сегодня быстродействующие ОУ работают на частотах, измеряемых сотнями мегагерц) аналоговой схемотехники, и естественно, что наличие в базе данных САПР качественных макромоделей (ММ), точно моделирующих характеристики реальных ОУ, особенно актуально. Однако опыт эксплуатации подсистемы схемотехнического моделирования профессиональной САПР OrCAD 9.2 (и более ранних версий пакета) показал, что, к сожалению, многие ММ ОУ имеют серьёзные недостатки и характерные особенности, которые необходимо учитывать в процессе моделирования. По причине несовершенства ММ результаты моделирования некоторых схемных конфигураций, в состав

которых входят ОУ, оказываются некорректными, то есть настолько отличающимися от истинных параметров анализируемых схем, что говорить о точности (малой погрешности) моделирования не имеет смысла. В статье достаточно подробно рассматриваются достоинства, недостатки и особенности наиболее распространённых макромоделей первого и второго поколений, а также кратко обсуждаются особенности некоторых оригинальных (фирменных) ММ ОУ. Результаты проведённого ниже анализа схем замещения ОУ позволили:

- определить перечни параметров ОУ, которые учитывают (моделируют) наиболее распространённые ММ;
- сформулировать условия, при которых различные ММ неадекватно моделируют работу реальных ОУ;
- дать рекомендации по усовершенствованию (доработке) схем замещения ОУ, которые позволяют устранить отдельные недостатки ММ.

Изложение материала сопровождается значительным количеством практических примеров, иллюстрирующих особенности и проблемы использования ММ ОУ.

ТИПИЧНЫЕ ПРОБЛЕМЫ

Серьёзность проблем, связанных с недостатками ММ ОУ, наглядно иллюстрируют три следующих примера моделирования простых схем.

Пример 1. Имеется вольтметр с достаточно низким входным сопротивлением, равным, например, 2 кОм. Совершенно очевидно, что такой вольтметр очень неточно измеряет напряжение в высокоомных цепях. Естественным решением проблемы повышения входного сопротивления вольтметра является использование на его входе повторителя напряжения, реализованного на ОУ с «плавающими» источниками питания. Проанализируем средствами САПР рабо-

ту схемы усовершенствованного вольтметра, подключенного к верхнему плечу резистивного делителя напряжения, на вход которого подаётся постоянное напряжение 10 В. Анализируемая схема (в том виде, как она представлена в окне PSpice Schematics) и результаты её анализа (узловые напряжения) на постоянном токе изображены на рис. 1а.

В этой схеме резистор RLa, на который нагружен ОУ DA1а, моделирует входное сопротивление цифрового вольтметра. Очевидно, что в идеальном случае, когда вольтметр не изменяет режим работы делителя напряжения, реализованного на резисторах R1а, R2а, должно выполняться следующее условие:

$$V_{R2a} = V_{RLa} = 5 \text{ В}, \quad (1)$$

где V_{R2a} , V_{RLa} – падения напряжений на резисторах R2а и RLa соответственно.

Узловые напряжения, указанные на рис. 1а, позволяют сделать вывод о том, что условие (1) выполняется, и, следовательно, в рассмотренной схемной конфигурации ММ OP-42/AD адекватно моделирует работу реального ОУ. Схемы, изображённые на рис. 1а и 1б, отличаются только тем, что в них используются ММ различных ОУ. Следует заметить, что ОУ типов OP-42 [3] и OPA132 [4] с полевыми транзисторами на входе имеют малые входные токи (не более 250 пА), низкие напряжения смещения (не более 5 мВ) и большие коэффициенты усиления на постоянном токе (не менее 104 дБ). С учётом сказанного можно ожидать, что соответствующие узловые напряжения схем, изображённых на рис. 1а и 1б, должны различаться не более чем на 5...10 мВ. Однако результаты моделирования схемы по рис. 1б дают совершенно неожиданный результат – падение напряжения на резисторе RLb равно:

$$V_{RLb} = 10,0 - 8,57 = 1,43 \text{ В},$$

то есть отличается от ожидаемой величины (5 В) приблизительно в 3,5 раза! Возникает естественный вопрос: неверный результат моделирования является следствием грубой ошибки, имеющейся в описании ММ OPA132/BB, или же эта ММ в силу её характерных особенностей в принципе не может адекватно моделиро-

вать рассмотренную схемную конфигурацию?

Ответ на этот вопрос дают результаты моделирования схем, изображённых на рис. 1в и 1г. Эти схемы отличаются от схем, изображённых соответственно на рис. 1а и 1б только выбором узла, соединённого с общей точкой («землёй») анализируемой схемы. Заземлённый узел схемы является отсчётным в том смысле, что напряжение на нём условно принимается равным нулю, а напряжения всех других узлов отсчитываются от этого (нулевого) уровня. Известно [5], что в реальных схемах при смене узла, соединённого с общей (отсчётной, заземлённой) точкой схемы изменяются величины узловых напряжений, однако разности узловых напряжений (падения напряжений на компонентах схемы) и токи ветвей схемы остаются неизменными. Сравнение результатов моделирования схем по рис. 1а и 1в, в которых используется ММ OP-42/AD, показывает, что при смене точки заземления падения напряжений на компонентах схемы остаются неизменными, или, другими словами, результаты моделирования схем с ММ OP-42/AD оказываются корректными вне зависимости от выбора точки заземления. А вот ММ OPA132/BB преподносит очередной сюрприз: сравнение результатов моделирования схем по рис. 1б и 1г показывает, что при смене точки заземления падения напряжений на компонентах существенно изменяются, и, следовательно, при использовании ММ OPA132/BB результаты моделирования зависят от выбора точки заземления схемы. Однако самое интересное заключается в том, что результаты моделирования схемы по рис. 1г являются абсолютно корректными, в чём нетрудно убедиться, сравнив величины узловых напряжений схем, изображённых на рис. 1а, 1в, 1г. Итак, одна и та же ММ ОУ в одной из двух схем, которые различаются только выбором заземленного узла, «работает» неправильно, а в другой – правильно! Дальнейшие исследования показали, что в схеме рис. 1б некорректные результаты моделирования получаются при использовании ММ многих популярных ОУ. Вот только некоторые из них: LM358/NS, OPA77/BB, OP-27/LT, LF355, LT1055/LT, OPA604E/BB. В то же время, при использовании ММ

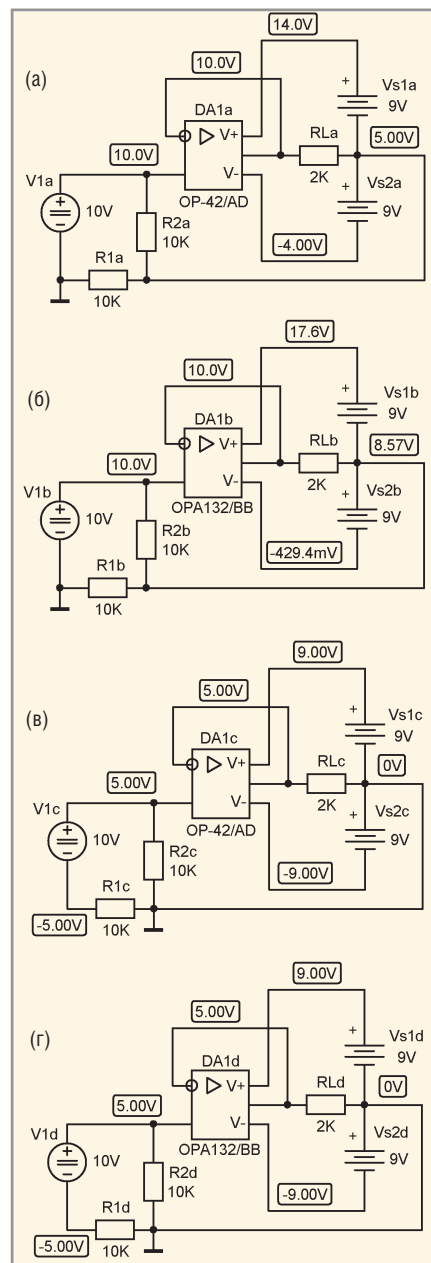


Рис. 1. Варианты анализируемой схемы повторителя напряжения (пример 1)

LM358/NS, OP-77/AD, OP-27/AD, LF355/NS, LF1055/NS, OPA604M/BB результаты моделирования получаются корректными.

Вывод из сказанного достаточно очевиден: многие ММ ОУ «работают» корректно только в тех схемах, у которых заземлена общая точка источников питания ОУ. Причины указанной аномалии поведения ММ станут понятны ниже, когда мы детально проанализируем особенности различных вариантов схем замещения (схем ММ) ОУ.

Пример 2. На рисунке 2 изображена схема повторителя напряжения (ПН) и результаты анализа входного сопротивления трёх вариантов этой схемы, которые различаются только

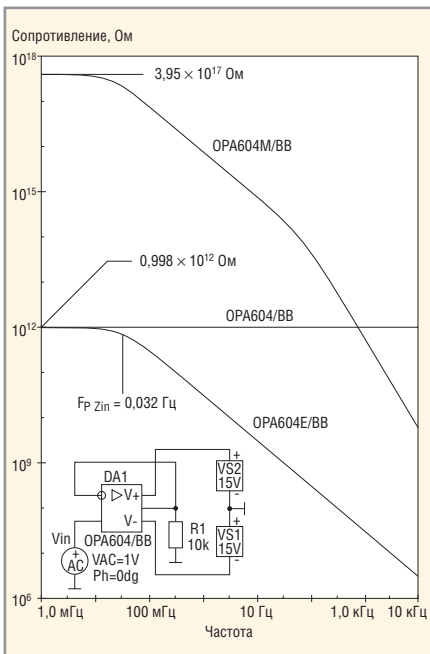


Рис. 2. Результаты анализа вариантов схемы повторителя напряжения (пример 2)

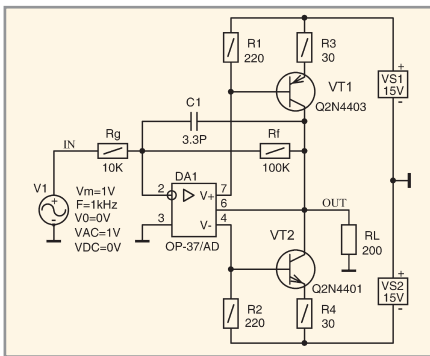


Рис. 3. Схема тестирования параметров усилителя (пример 3)

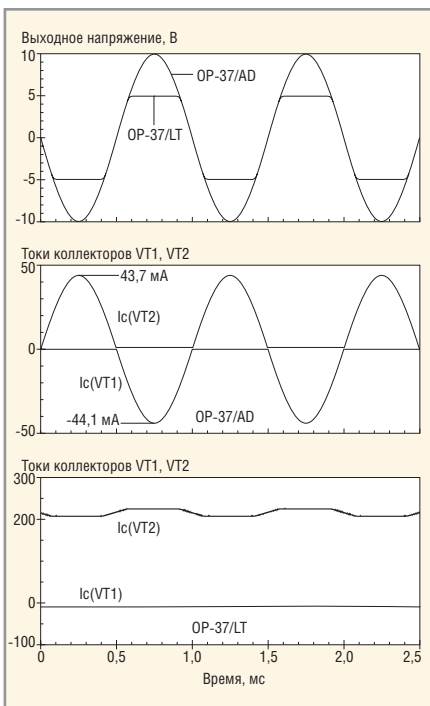


Рис. 4. Результаты моделирования усилителя (пример 3)

тем, что в них используются различные ММ ОУ ОРА604 [6].

Результаты анализа обескураживают и удручают. Модули входных сопротивлений различных вариантов схемы в некоторых частотных диапазонах различаются более чем на пять порядков. Так, в частности, анализ в расширенном частотном диапазоне показал, что на частоте 1 МГц входные сопротивления ПН, в которых используются ММ ОУ ОРА604/BB и ОРА604Е/BB, различаются приблизительно в 3 миллиона (!) раз. В двух вариантах схемы входное сопротивление ПН существенным образом зависит от частоты, в то время как входное сопротивление третьего варианта схемы является частотно-независимым. Причины столь странного поведения ММ ОУ обсуждаются ниже. Здесь же только отметим, что корректные результаты моделирования входного сопротивления ПН получаются при использовании улучшенных ММ ОУ фирмы Burr-Brown (в именах таких ММ имеется суффикс «Е»: ОРА111Е/BB, ОРА604Е/BB и т.п.). При использовании большинства других ММ ОУ в ПН (и других схемах, в которых входной сигнал поступает на неинвертирующий вход ОУ) возникают достаточно серьезные проблемы с моделированием входного сопротивления. К счастью, эти проблемы сравнительно легко могут быть преодолены, но об этом поговорим позже.

Пример 3. Необходимо спроектировать усилитель с коэффициентом передачи $K_V = 10$, который при выходном напряжении 10 В отдаёт в нагрузку ток не менее 50 мА и имеет полосу пропускания на уровне -3 дБ не уже 100 кГц. Поставленная задача может быть решена с помощью схемы, изображённой на рисунке 3.

В этой схеме увеличение нагрузочной способности ОУ достигается за счёт того, что коллекторные токи транзисторов VT1 и VT2, пропорциональные токам потребления ОУ от источников питания (соответственно VS1 и VS2), суммируются с выходным током ОУ DA1. Величина коэффициента усиления по току транзисторного двухтактного каскада определяется соотношением сопротивлений резисторов $R1 = R2, R3 = R4$ и лимитируется (при работе транзисторов в режиме АВ) допустимой величиной тока покоя транзи-

сторов VT1, VT2 и температурной нестабильностью этого тока. Результаты моделирования усилителя в режиме Transient для случаев использования в схеме двух различных ММ одного и того же ОУ изображены на рисунке 4.

На верхнем графике изображены временные диаграммы выходного напряжения усилителя. В случае использования ММ OP-37/AD усилитель уверенно выдаёт на нагрузку 200 Ом неискажённый синусоидальный сигнал амплитудой 10 В и, следовательно, отвечает требованиям в части нагрузочной способности. Однако в случае использования ММ OP-37/LT выходное напряжение усилителя ограничивается на уровне приблизительно 5 В. Причина этого заключается в том, что ММ OP-37/LT не моделирует динамику (изменение) тока потребления ОУ, и поэтому транзисторы VT1, VT2 оказываются фактически «выключенными» из работы схемы. Справедливость сказанного наглядно иллюстрируют временные диаграммы коллекторных токов транзисторов VT1, VT2 (средний и нижний графики на рис. 4). В случае использования ММ OP-37/AD пиковые величины коллекторных токов транзисторов VT1, VT2 приблизительно равны 44 мА, то есть через транзисторы протекает порядка 88% пикового тока нагрузки. В случае же использования ММ OP-37/LT транзистор VT1 фактически находится в закрытом состоянии, а через транзистор VT2 протекает слабый и незначительно изменяющийся ток, величина которого не превышает 0,22 мА.

Если после прочтения первого раздела вы впали в лёгкое уныние, то это значит, что цель, которую преследовал автор, достигнута. Вы осознали серьёзность обсуждаемых проблем, и нет необходимости убеждать вас в том, что системное изучение схем замещения, специфических особенностей и ограничений применимости различных ММ ОУ является обязательным условием получения достоверных результатов моделирования схем, активными компонентами которых являются ОУ.

КРАТКИЙ ЭКСКУРС В ИСТОРИЮ ММ ОУ

О начале производства первого ОУ типа μ A702, разработанного Робер-

том Видларом (Robert Widlar), фирма Fairchild Semiconductor объявила в начале 1964 года [7]. В том же году был выпущен ставший легендарным ОУ $\mu A709$, который быстро завоевал симпатии разработчиков и стал широко использоваться в серийной аппаратуре. В конце 60-х годов на рынке появились более совершенные ОУ второго поколения: $\mu A741$, LM101 и многие другие. В 1972 году только в США было продано более 50 млн. интегральных ОУ. Однако к началу 70-х годов стали очевидными и серьезные трудности дальнейшего совершенствования ИМС: сложность проектируемых схем возросла до такой степени, что их анализ традиционными методами и средствами стал крайне непродуктивным и требовал титанических усилий от разработчиков, которые выполняли огромные объемы вычислений при помощи ручных калькуляторов. Время требовало создания нового инструмента проектирования ИМС.

Первая версия компьютерной программы моделирования электрических цепей SPICE1 была создана в результате кропотливого совместного труда сотрудников и студентов Калифорнийского университета (г. Беркли) в 1972 году [8]. Программа позволяла анализировать схемы транзисторного уровня и в течение короткого промежутка времени стала стандартным инструментом моделирования ИМС. Однако время монопольного использования SPICE1 разработчиками ИМС продолжалось недолго. Разработчики РЭА, быстро оценив достоинства программы SPICE1, стали активно использовать её для моделирования схем, реализуемых на ИМС и дискретных компонентах. Большие универсальные ЭВМ того времени имели крайне низкую по сегодняшним меркам производительность, и поэтому моделирование на транзисторном уровне схем, в состав которых входило несколько ОУ, требовало огромных затрат машинного времени. В [9] указывается, что в некоторых случаях время, необходимое для анализа устройств средствами САПР, могло превышать время, необходимое для создания и исследования макета этого устройства. Очевидно, что в подобных случаях использование САПР теряет всякий смысл.

Наибольших затрат машинного времени требует анализ нелинейных

устройств. Даже при анализе схемы, в состав которой входит всего один биполярный транзистор (представленный схемой замещения Гуммеля–Пуна), программе анализа необходимо итерационными методами находить решения нескольких достаточно сложных нелинейных уравнений. Из сказанного следует, что существенно сократить время анализа аналоговых схем можно, используя схему замещения (схему ММ), которая моделирует ОУ настолько точно, насколько это возможно, без использования большого количества моделей транзисторов и других нелинейных устройств. Следует заметить, что разработка ММ, которая при использовании минимального числа транзисторов точно имитирует работу реального ОУ во всех возможных ситуациях его применения, является сложнейшей технической задачей.

В начале 1974 года Грэм Бойль (Graeme Boyle) и его коллеги опубликовали статью [10], в которой была описана оригинальная ММ ОУ, позволявшая в процессе моделирования схем существенно сократить время работы центрального процессора больших универсальных ЭВМ того времени. Бойль оставил в ММ всего два транзистора, которые образуют входной дифференциальный каскад ОУ. Все последующие каскады схемы замещения ОУ реализованы на линейных управляемых источниках, пассивных компонентах и диодах. Транзисторы входного каскада были сохранены, поскольку они упрощают моделирование таких реальных эффектов, как входные токи смещения и зависимость скорости изменения выходного напряжения ОУ от величины его входного дифференциального напряжения [9]. Итак, первое несомненное достоинство ММ ОУ Бойля, по сравнению с ММ ОУ транзисторного уровня, заключается в существенном уменьшении машинного времени, которое необходимо для анализа схем, активными компонентами которых являются ОУ. Второе важное достоинство ММ Бойля заключается в её универсальности. Две разновидности ММ Бойля, различающиеся только построением входного каскада и типом используемых в них транзисторов, позволяют моделировать работу любых реальных ОУ, во входных каскадах которых исполь-

зуются биполярные транзисторы (BJT) $n-p-n$ - и $p-n-p$ -типов.

Однако хорошо известно: ничто не дается даром. Указанные достоинства ММ Бойля получены за счёт:

- отказа от моделирования некоторых параметров ОУ;
- ухудшения точности моделирования некоторых параметров ОУ;
- использования ряда ограничений, накладываемых на анализируемые схемы, в которых ММ адекватно имитирует работу реального ОУ.

Из сказанного следует, что ММ имеет ряд недостатков, наиболее существенными из которых являются следующие:

- напряжения внутренних узлов ММ отсчитываются относительно земли (относительно общего проводника моделируемой схемы);
- ток выходного вывода ОУ внутри его схемы замещения протекает через управляемый источник, соединённый с землей, в то время как в реальном усилителе этот ток протекает через выводы ОУ, к которым подключаются источники питания;
- возможности моделирования АФЧХ ОУ существенно ограничены двухполюсным характером передаточной функции ММ Бойля;
- ММ Бойля не моделирует зависимость величины коэффициента ослабления синфазного сигнала (КОСС) от частоты.

Первые два из указанных недостатков ограничивают область использования ММ Бойля схемами, у которых заземлена общая точка источников питания ОУ, а также не позволяют моделировать схемы, функционирование которых зависит от текущих величин токов, потребляемых ОУ от источников питания. Следует заметить, что при моделировании АФЧХ низкочастотных ОУ общего назначения первого и второго поколений двухполюсный характер передаточной функции ММ Бойля не вызывал серьёзных проблем. Однако когда промышленностью был освоен выпуск специализированных (в частности, широкополосных и быстродействующих) ОУ, стало совершенно очевидным, что ММ Бойля не обеспечивает необходимой точности моделирования частотных свойств новых типов ОУ.

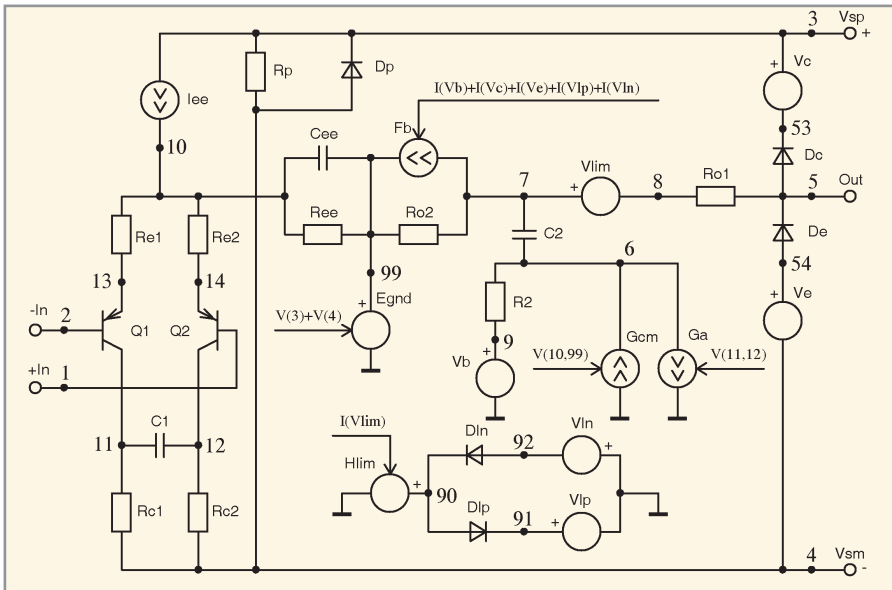


Рис. 5. Вариант схемы ММ Бойля с биполярными р-п-р-транзисторами на входе

- Начало 80-х годов ознаменовалось:
- улучшением качественных показателей и существенным расширением номенклатуры выпускаемых ОУ;
- впечатляющим совершенствованием средств вычислительной техники;
- появлением более совершенных версий программы SPICE, в том числе версии, получившей название PSpice, которая работала на IBM PC-совместимых компьютерах.

Сложилась ситуация, когда ограниченные возможности ММ Бойля стали сдерживающим фактором использования САПР для анализа схем, реализованных на быстродействующих ОУ. Время настоятельно требовало создания более совершенной ММ ОУ. На вызов времени ответили специалисты фирмы Precision Monolithic, которые в конце 80-х годов разработали ММ ОУ, во многом свободную от недостатков, присущих ММ Бойля. Новая ММ получила название MPZ (Multiple Pole/Zero Macromodel [9]), поскольку она позволяет моделировать произвольное количество полюсов и нулей передаточной функции ОУ. Схема MPZ ММ имеет три принципиальных отличия от схемы ММ Бойля:

- MPZ ММ представляет собой набор унифицированных функциональных блоков, каждый из которых моделирует определённую группу параметров ОУ;
- схема является адаптируемой: количество блоков, моделирующих зависимость усиления ОУ от частоты, не фиксировано (может быть произвольным). Количество этих

блоков выбирает разработчик ММ на основании результатов анализа специфических особенностей АФЧХ моделируемого ОУ;

- в схеме MPZ ММ отсутствуют узлы, соединённые с землёй (общим проводником моделируемой схемы).

Важно понимать, что существенно более высокая степень совершенства MPZ ММ (по сравнению с ММ Бойля) достигается за счёт усложнения схемы замещения ОУ, и, следовательно, недостаток новой ММ заключается в увеличении затрат машинного времени, необходимого для её анализа. Надо полагать, что именно по этой причине в настоящее время широко используются обе ММ ОУ. ММ Бойля обычно используется для моделирования ОУ общего назначения, а MPZ ММ – для моделирования быстродействующих ОУ, а также ОУ со специфическими особенностями АФЧХ (например, ОУ с немонотонными ФЧХ).

Анализ схемы ММ Бойля

Вариант схемы ММ Бойля, которая моделирует ОУ с р-п-р ВJT на входе, изображён на рисунке 5. Три других варианта схемы ММ Бойля с п-р-п ВJT и JFET (с п- и р-каналами) на входе приведены в [11]. Схема замещения ОУ существенно отличается от привычных схем реальных устройств широким использованием идеальных источников тока и напряжения. В схеме ММ Бойля используется семь независимых источников и пять зависимых (управляемых) источников тока и напряжения. Для удобства различения независимых и зависимых ис-

точников в обозначении последних на рис. 5 используются стрелки, надписи над которыми указывают независимые (управляющие) переменные. Так, например, надпись «V(3)+V(4)» над стрелкой источника Egnd означает, что выходное напряжение этого источника зависит от суммы напряжений узлов с номерами (точнее, с именами) 3 и 4. В качестве примера приведено описание на входном языке PSpice ММ LM358/МС популярного ОУ общего назначения типа LM358, выпускаемого многими производителями (отечественные аналоги: К1040УД1, КР544УД8, КФ1053УД2, УР1101УД101).

```
* OPA LM358 "macromodel" subcircuit
*
.subckt LM358/MC 1 2 3 4 5
*
C1      11 12 3.000E-12
C2      6  7  6.000E-12
Cee     10 99 388.6E-15
Dc      5 53 dx
De      54 5 dx
Dlp     90 91 dx
Dln     92 90 dx
Dp      4  3 dx
Egnd    99 0 poly(2) (3,0) (4,0)
+ 0 .5 .5
Fb      7 99 poly(5) Vb Vc Ve
+ Vlp Vln
+ 0 48.23E6 -50E6 50E6 50E6 -50E6
Ga      6  0 11 12 41.47E-6
Gcm     0  6 10 99 414.7E-12
Iee     3 10 dc 2.543E-6
Hlim    90 0 Vlim 1K
Q1     11 2 13 qx
Q2     12 1 14 qx
R2      6  9 100.0E3
Rc1     4 11 24.11E3
Rc2     4 12 24.11E3
Re1     13 10 3.043E3
Re2     14 10 3.043E3
Ree     10 99 78.65E6
Ro1     8  5 50
Ro2     7 99 25
Rp      3  4 37.62E3
Vb      9  0 dc 0
Vc      3 53 dc 1.800
Ve      54 4 dc .88
Vlim    7  8 dc 0
Vlp     91 0 dc 40
Vln     0 92 dc 40
.model dx D(Is=800.0E-18)
.model qx PNP(Is=800.0E-18 Bf=32.03)
.ends
```

Зависимые источники очень широко используются в технике макромо-

делирования, и поэтому имеет смысл напомнить основные положения их теории. Существует четыре типа линейных зависимых источников:

- источник напряжения, управляемый напряжением (ИНУН);
- источник тока, управляемый напряжением (ИТУН);
- источник напряжения, управляемый током (ИНУТ);
- источник тока, управляемый током (ИТУТ).

Параметры линейных зависимых источников приведены в таблице 1.

В PSpice существует следующее ограничение: если независимой переменной является ток, то это должен быть ток, протекающий через независимый источник напряжения, или, другими словами, при описании на входном языке PSpice ИНУТ и ИТУТ можно сослаться только на токи независимых источников напряжения. Указанное ограничение приводит к тому, что в схему MM в некоторых случаях приходится вводить независимые источники нулевого напряжения (фиктивные источники напряжения) исключительно для того, чтобы сослаться на их токи при описании ИНУТ и/или ИТУТ. В схеме MM Бойля (см. рис. 5) фиктивными являются источники напряжения V_b и V_{lim} , токи которых $I(V_b)$ и $I(V_{lim})$ являются управляющими переменными соответственно для ИТУТ Fb и ИНУТ Hlim. Формат описания линейных зависимых источников на входном языке PSpice, а также графические символы источников, реализованных на базе шаблона Template, приведены в таблице 2.

В MM ОУ находят применение и полиномиальные зависимые источники, которые в общем случае являются нелинейными. Полиномиальный зависимый источник управляется k независимыми входными переменными X_1, X_2, \dots, X_k , которые связаны с выходной зависимой переменной Y полиномом следующего вида:

$$Y(X_1, X_2, \dots, X_k) = P_0 + P_1 X_1 + P_2 X_2 + \dots + P_k X_k + P_{k+1} X_1^2 + P_{k+2} X_1 X_2 + P_{k+3} X_1 X_3 + \dots + P_{2k+1} X_1 X_k + P_{2k+2} X_2^2 + P_{2k+3} X_2 X_3 + \dots$$

Правило записи полинома:

- последовательно записываются группы членов полинома в порядке возрастания суммарных степеней аргументов: 0, 1, 2, ...;

- в пределах каждой группы члены полинома записываются в порядке убывания степени первого аргумента и возрастания степеней последующих аргументов: сначала второго, затем третьего и т.д.

Так, например, полиномы, зависящие от одной и двух независимых переменных, записываются следующим образом:

$$Y(X_1) = P_0 + P_1 X_1 + P_2 X_1^2 + P_3 X_1^3 + \dots$$

$$Y(X_1, X_2) = P_0 + P_1 X_1 + P_2 X_2 + P_3 X_1^2 + P_4 X_1 X_2 + P_5 X_2^2 + P_6 X_1^3 + P_7 X_1^2 X_2 + P_8 X_1 X_2^2 + P_9 X_2^3 + P_{10} X_1^4 + \dots$$

Формат описания полиномиальных зависимых источников на входном языке PSpice приведён в таблице 3.

Следует особо отметить, что, к сожалению, в описании линейных и нелинейных полиномиальных зависимых источников не допускается использование идентификаторов

глобальных параметров, т.е. параметры передачи K_u, Y_t, Z_t, K_i , и полиномиальные коэффициенты в описании схемы могут задаваться только числовыми величинами.

В MM Бойля используются полиномиальные зависимые источники, у которых имеются отличные от нуля коэффициенты P_i только при степенях X_j не выше первой. Такие источники реализуют полиномы следующего вида:

$$Y(X_1, X_2, \dots, X_k) = P_0 + P_1 X_1 + P_2 X_2 + \dots + P_k X_k \quad (2)$$

Очевидно, что частный случай полиномиального нелинейного источника, соответствующего выражению (2), является линейным источником, и, следовательно, затраты машинного времени на его моделирование минимальны. В MM Бойля используется два полиномиальных источника: ИНУН Egnd и ИТУТ Fb, которые, при-

Таблица 1. Параметры линейных зависимых источников

Параметры зависимого источника	ИНУН	ИТУН	ИНУТ	ИТУТ
Независимая входная переменная	V_{IN}	V_{IN}	I_{IN}	I_{IN}
Зависимая выходная переменная	V_{OUT}	I_{OUT}	V_{OUT}	I_{OUT}
Уравнение связи входной и выходной переменных	$V_{OUT} = K_V U_{IN}$	$I_{OUT} = Y_T V_{IN}$	$V_{OUT} = Z_T I_{IN}$	$I_{OUT} = K_I I_{IN}$
Параметр передачи	Коэффициент K_V передачи по напряжению	Передаточная проводимость $Y_T [A/B]$	Передаточное сопротивление $Z_T [B/A]$	Коэффициент K_I передачи по току
Входное сопротивление $Z_{IN} = V_{IN}/I_{IN}$	∞	∞	0	0
Выходное сопротивление $Z_{OUT} = V_{OUT}/I_{OUT}$	0	∞	0	∞

Таблица 2. Формат описания и графические символы линейных зависимых источников

Источник	Формат описания	Графические символы
ИНУН	Exxx N+ N- Ny+ Ny- Kv	
ИТУН	Gxxx Nin Nout Ny+ Ny- Yt	
ИНУТ	Hxxx N+ N- Name_Vy Zt	
ИТУТ	Fxxx Nin Nout Name_Vy Ki	

Таблица 3. Формат описания полиномиальных зависимых источников

Источник	Формат описания
ИНУН	Exxx N+ N- POLY(k) (N1y-, N1y+)...(Nky+, Nky-) List_Coeff_Poly
ИТУН	Gxxx Nin Nout POLY(k) (N1y-, N1y+)...(Nky+, Nky-) List_Coeff_Poly
ИНУТ	Hxxx N+ N- POLY(k) Name_V1y...Name_Vky List_Coeff_Poly
ИТУТ	Fxxx Nin Nout POLY(k) Name_V1y...Name_Vky List_Coeff_Poly

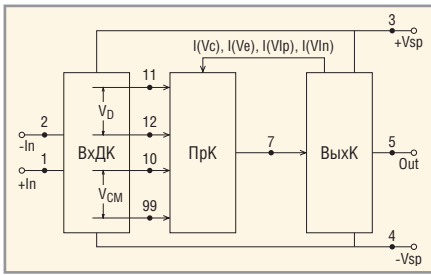


Рис. 6. Функциональная схема ММ Бойля

менительно к ММ LM358/MC, описываются следующими предложениями входного языка PSpice:

```
Egnd 99 0 poly(2) (3,0) (4,0) 0
+ .5 .5
Fb 7 99 poly(5) Vb Vc Ve Vlp
Vln 0 48.23E6 -50E6 50E6 50E6 -50E6
```

Эти источники реализуют следующие линейные зависимости:

$$V_{Egnd} = 0,5V(3,0) + 0,5V(4,0) \quad (3)$$

$$I(Fb) = 48,23 \times 10^6 I(Vb) - 50 \times 10^6 I(Vc) + 50 \times 10^6 I(Ve) + 50 \times 10^6 I(Vlp) - 50 \times 10^6 I(Vln) \quad (4)$$

В схеме ММ Бойля (см. рис. 5) достаточно очевидно назначение только двух элементов: резистор Rp моделирует зависимость статического тока потребления ОУ от суммарной величины (размаха) питающих напряжений, а диод Dp – резкое возрастание тока потребления ОУ в штатной ситуации, когда источники питающих напряжений оказываются подключенными к ОУ в «обратной» полярности. Назначение остальных компонентов схемы замещения ОУ далеко не очевидно. Анализ полной схемы ММ Бойля весьма затруднителен. Зна-

чительно проще анализировать её отдельные функциональные составляющие, моделирующие различные группы параметров реальных ОУ. На рисунке 6 изображена функциональная схема ММ Бойля, в состав которой входят: ВхДК – входной дифференциальный каскад; ПрК – промежуточный каскад; ВыхК – выходной каскад.

- ВхДК моделирует:
- эффект уменьшения усиления ОУ при увеличении уровня входного дифференциального сигнала ОУ;
 - высокочастотный полюс передаточной функции ОУ;
 - входные токи ОУ;
 - активную составляющую дифференциального входного сопротивления ОУ.

ВхДК формирует два выходных сигнала: напряжение $V(11,12) = V_D$, нелинейно зависящее от уровня входного дифференциального сигнала ОУ, и напряжение $V(10,99) = V_{CM}$, равное уровню синфазного входного сигнала ОУ.

- ПрК моделирует:
- усиление ОУ на постоянном токе;
 - низкочастотный (доминирующий) полюс передаточной функции ОУ;
 - подавление синфазного входного сигнала ОУ.

В моделировании эффекта ограничения максимальных скоростей нарастания и спада выходного сигнала ОУ одновременно участвуют ВхДК и ПрК. Механизм моделирования этого эффекта описан ниже.

ВыхК выполняет следующие функции:

- моделирует активную составляющую выходного сопротивления ОУ;
- формирует отличные от нуля токовые сигналы $I(Vc)$, $I(Ve)$ в тех случа-

ях, когда уровень выходного напряжения реального ОУ ограничивается размахом питающих напряжений и напряжениями насыщения транзисторов выходного каскада;

- формирует отличные от нуля токовые сигналы $I(Vlp)$, $I(Vln)$ в тех случаях, когда уровень выходного тока реального ОУ ограничивается схемой защиты выхода усилителя от токовой перегрузки.

Эффект моделирования ограничения выходного напряжения и/или тока ОУ достигается за счёт того, что сформированные ВыхК токовые сигналы $I(Vc)$, $I(Ve)$, $I(Vlp)$, $I(Vln)$ поступают на ПрК (см. рис. 6) и уменьшают его коэффициент усиления.

Входной каскад ММ Бойля

На рисунке 7 изображена схема входного ВхДК ММ LM358/MC, реализованная по структуре Бойля. В библиотеках OrCAD 9.2 отсутствуют модели многовходовых полиномиальных источников, поддержанных графическими символами, или, другими словами, полиномиальные источники, выходная переменная которых зависит более чем от одной входной переменной, могут быть введены в схему только средствами входного языка PSpice. Для сохранения наглядности схемы ВхДК ММ (её полного представления графическими символами) в ней вместо источника Egnd используется аналоговый функциональный блок АВМ2, который реализует зависимость (3). Элементы I_{EE} и R_{EE} моделируют источник тока с конечным выходным сопротивлением, который задаёт эмиттерные токи транзисторов Q1, Q2. Следует особо отметить, что ёмкость C_{EE} используется в схеме ММ только в тех случаях, когда моделируются ОУ с неодинаковыми максимальными скоростями нарастания и спада выходного напряжения.

Источники испытательных сигналов Vd1, Vd2 позволяют задавать произвольный уровень дифференциального входного напряжения V_{DD} каскада, а источник Vsinf – произвольный уровень синфазного входного напряжения V_{CM} каскада. На рис. 7 указаны узловые напряжения и токи ветвей, полученные в результате анализа ВхДК на постоянном токе (в режиме Bias Point Detail) при нулевых напряжениях источников Vsinf, Vd1, Vd2. У разработчиков, не знакомых с тонкостями моделирования транзисторов в PSpice, работоспо-

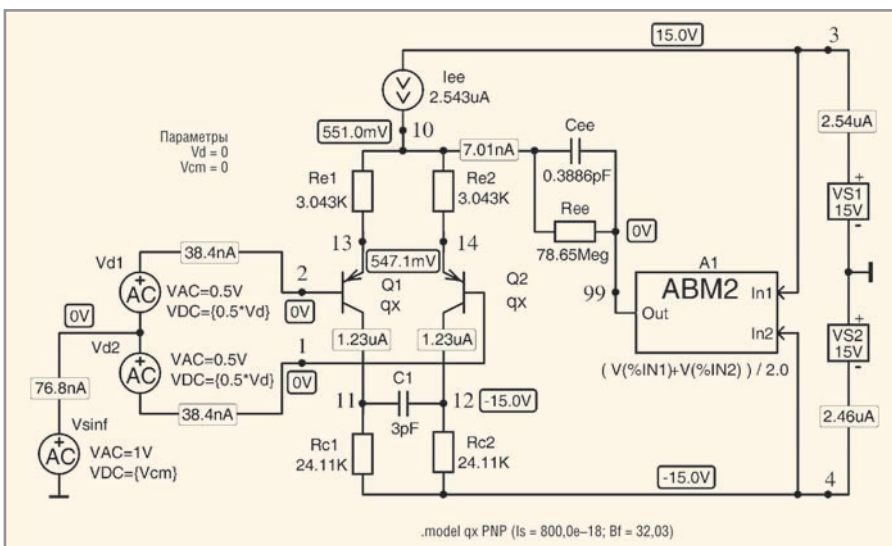


Рис. 7. Схема тестирования параметров ВхДК ММ Бойля

способность схемы (см. рис. 7), скорее всего, вызовет серьезные сомнения. Для таких сомнений есть веские основания:

- при токах коллектора порядка 1 мкА коэффициент усиления тока базы реальных транзисторов уменьшается до неприемлемо низких величин [12];
- при столь малых коллекторных токах реальных транзисторов не удаётся получить широкую полосу пропускания усилителя [12].

PSpice-модель (в отличие от реального транзистора) позволяет задавать практически любые величины параметров модели. Этой возможностью часто пользуются разработчики ММ ОУ и других ИМС. Важно понимать, что транзисторы Q1, Q2, параметры которых описываются моделью qx (см. описание модели qx на рис. 7), во многих отношениях идеальны. При анализе схемы рис. 7 необходимо учитывать следующие особенности используемой модели транзисторов:

- коэффициент усиления тока базы $B_F = I_C/I_B$ транзистора не зависит от тока коллектора I_C ;
- ёмкости переходов и объёмное сопротивление базовой области транзистора равны нулю;
- выходное сопротивление транзистора, включенного по схеме с ОЭ или с ОБ, равно бесконечности;
- в PSpice не моделируются эффекты электрического пробоя обратносмещённых переходов транзистора, или, другими словами, к переходам модели транзистора могут быть приложены сколь угодно большие запирающие напряжения.

На постоянном токе работа ВхДК при $V_{\text{sinf}} = V_{d1} = V_{d2} = 0$ описывается следующими соотношениями:

$$\varphi_T = \frac{kT}{q} = 8,61708 \times 10^{-5} (273,15 + t(^{\circ}\text{C})) \quad (5)$$

$$r_E = \frac{\partial V_{BE}}{\partial I_E} = \frac{2\varphi_T}{I_{EE} - I_{REE}} \quad (6)$$

$$R_{inD} = 2(B_F + 1)(r_E + R_E) \quad (7)$$

$$R_{inCM} = (B_F + 1)[R_{EE} + 0,5(r_E + R_E)] \quad (8)$$

$$S_{\text{max}} = \frac{\partial I_C}{\partial V_D} = \frac{B_F}{R_{in}} \quad (9)$$

$$A_{VDI\text{max}} = \frac{V_{\text{out}}}{V_D} = \frac{V(12,11)}{V_D} = \frac{2B_F R_C}{R_{inD}} \quad (10)$$

$$I_B = I_{BQ1} = I_{BQ2} = \frac{0,5(I_{EE} - I_{REE})}{B_F + 1} \quad (11)$$

$$V(11,12)_{\text{lim}} = \pm \frac{B_F R_C (I_{EE} - I_{REE})}{B_F + 1} \quad (12)$$

В формулах (5) – (12) использованы следующие обозначения:

φ_T – температурный потенциал;
 $k = 1,38062 \times 10^{-23}$ Дж/°К – постоянная Больцмана;
 T – абсолютная температура, °К;
 $q = 1,60219 \times 10^{-19}$ К – заряд электрона;
 r_E – дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода транзисторов Q1, Q2;
 I_{REE} – ток, протекающий через резистор REE;
 R_{inD} – дифференциальное входное сопротивление каскада;
 R_{inCM} – синфазное входное сопротивление каскада;
 V_D – дифференциальное входное напряжение каскада;
 S_{max} – максимальная крутизна транзисторов Q1, Q2 (крутизна при $V_D = 0$);
 $A_{VDI\text{max}}$ – максимальная величина коэффициента усиления входного дифференциального напряжения;
 I_B – входной ток каскада;
 $V(11,12)_{\text{lim}}$ – предельные величины выходного напряжения.

Подставляя в (5) – (12) значения $t(^{\circ}\text{C}) = 27$ (температура в PSpice по умолчанию); $I_{EE} = 2,543$ мкА; $I_{REE} = 7,005$ нА; $B_F = 32,03$; $R_E = R_{e1} = R_{e2} = 3,043$ кОм и $R_C = R_{c1} = R_{c2} = 24,11$ кОм, получаем:

$\varphi_T = 25,865$ мВ, $r_E = 20,40$ кОм, $R_{inD} = 1,549$ МОм, $R_{inCM} = 2,598$ ГОм, $S_{\text{max}} = 20,68$ мкА/В, $A_{VDI\text{max}} = 0,9974$, $I_B = 38,39$ нА, $V(11,12)_{\text{lim}} = \pm 59,3$ мВ.

Известно [13], что усиление транзисторного ВхДК максимально при $V_d = 0$ и быстро убывает при увеличении абсолютной величины $|V_d|$ дифференциального входного напряжения. На рисунке 8 изображены зависимости выходного напряжения и усиления каскада (рис. 7) от величины дифференциального входного напряжения, полученные в результате моделирования схемы в режиме DC Sweep.

Полученные зависимости хорошо согласуются с данными, приведёнными в работе [13].

Входной балансный каскад, по причине абсолютной симметрии его плеч, имеет нулевой коэффициент передачи синфазного сигнала и бесконечно большую величину коэффициента ослабления входного синфазного сигнала:

$$A_{VCM} = \frac{V_{\text{out}}}{V_{CM}} = \frac{V(12,11)}{V_{CM}} \equiv 0 \quad (13)$$

$$CMRR_I [\text{дБ}] = 20 \lg \frac{A_{VDI}}{A_{VCM}} \equiv \infty \quad (14)$$

Здесь уместно напомнить, что уровень синфазного входного напряже-

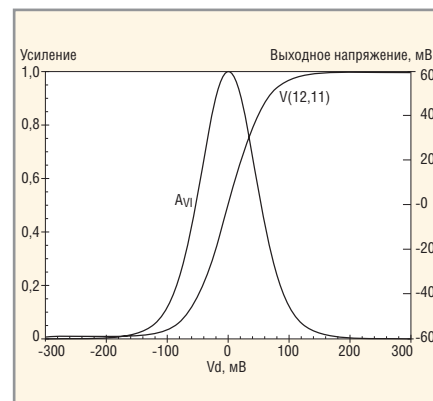


Рис. 8. Зависимости выходного напряжения и усиления ВхДК ММ LM358/МС от дифференциального входного напряжения

ния ОУ определяется как разность полусумм напряжений на его входах и на шинах питания:

$$V_{CM} = 0,5(V_{+in} + V_{-in}) - 0,5(V_{SP} + V_{SM}). \quad (15)$$

Во ВхДК синфазное напряжение, приблизительно соответствующее выражению (15), формируется между узлами 10 и 99 схемы ММ:

$$V(10,99) = V_{BE} + 0,5(V_{+in} + V_{-in}) - 0,5(V_{SP} + V_{SM}) \approx V_{CM},$$

где V_{BE} – падение напряжения на эмиттерных переходах транзисторов Q1, Q2.

Из сказанного следует, что ВхДК имеет два выхода, на одном из которых формируется дифференциальное выходное напряжение $V(11,12)$, а на другом – синфазное выходное напряжение $V(10,99)$.

Важно понимать: полное подавление входного синфазного сигнала на дифференциальном выходе ВхДК вовсе не означает, что уровень этого сигнала не оказывает влияния на другие характеристики каскада. На рисунке 9 изображены семейства зависимостей тока коллектора транзистора Q1 и коэффициента передачи каскада от дифференциального входного напряжения, полученные в результате многовариантного анализа схемы в режиме DC Sweep при пяти различных величинах синфазного входного напряжения.

Существенное отличие кривых $I_C(Q1)$ и A_{VDI} при $V_{CM} = -15,4$ В от кривых, соответствующих другим уровням V_{CM} , объясняется смещением переходов база–коллектор тран-

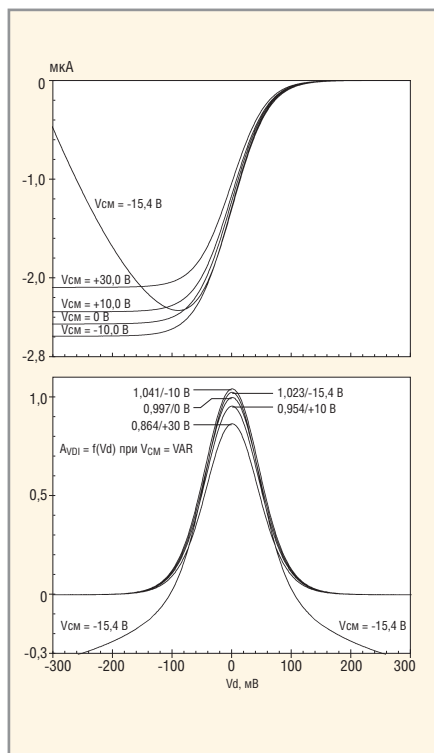


Рис. 9. Семейства зависимостей $I_C(Q1)$ и A_{VDI} ВхДК ММ LM358/МС от дифференциального входного напряжения

зисторов Q1, Q2 в прямом направлении. При $V_D = 0$ напряжение (приблизительно равное 0,4 В) прямого смещения коллекторных переходов транзисторов Q1, Q2 оказывается недостаточным для того, чтобы вызвать протекание существенных токов через эти переходы. При изменении величины V_D прямое смещение коллекторного перехода одного из транзисторов Q1, Q2 увеличивается на $V_D/2$, а другого – уменьшается на такую же величину. Так, при $V_D = 100$ мВ коллекторный переход транзистора Q1 оказывается смещённым в прямом направлении напряжением приблизительно 0,45 В, что вызывает протекание через него тока, соизмеримого с током коллектора транзистора. В конечном итоге открывание коллекторных переходов транзисторов приводит к тому, что при некоторых величинах V_D (зависящих от V_{CM}) происходит инверсия знака коэффициента A_{VDI} передачи ВхДК. В тех случаях, когда выполняется условие $V_{CM} > -15$ В, имеет место слабо выраженная зависимость $A_{VDI \max}$ от уровня синфазного входного напряжения, которая находится в полном соответствии с формулами (6), (7), (10) и объясняется изменением степени шунтирующего действия,

оказываемого на источник тока I_{EE} резистором R_{EE} . Увеличение синфазного входного напряжения на величину ΔV_{CM} вызывает уменьшение суммарного тока коллекторов транзисторов Q1, Q2 на величину $\Delta V_{CM}/R_{EE}$, что, в свою очередь, приводит к увеличению r_E , $R_{IN D}$ и уменьшению $A_{VDI \max}$.

Изготовитель (Motorola) гарантирует нормальную работу ОУ LM358 при выполнении следующего условия [14]:

$$V_{SM} \leq V_{in\ OPA} \leq V_{SP} - 1,7\ В,$$

где $V_{in\ OPA}$ – напряжение на любом из входов ОУ; V_{SM} , V_{SP} – величины соответственно отрицательного и положительного питающих напряжений.

Однако результаты анализа (см. рис. 9) показывают, что входной каскад ММ ОУ LM358/МС нормально функционирует даже в том случае, когда входное синфазное напряжение на 15 В превышает напряжение источника положительного питания VS1. Более того, дополнительный анализ показал, что в результате повышения V_{CM} до 100 В величина $A_{VDI \max}$ уменьшается до 0,53, то есть менее чем в два раза. Если учесть, что типовая и минимальная величины коэффициента усиления ОУ LM358 могут различаться в четыре раза [14], то становится очевидным следующий факт: модель входного каскада игнорирует факт существенного превышения входным напряжением уровня положительного питающего напряжения V_{SP} , что, конечно же, не соответствует действительности. В реальной схеме входного каскада с p–n–p-транзисторами верхний предел входного синфазного сигнала ограничен величиной:

$$V_{CM \max} = V_{SP} - V_{IEE \min} - V_{BE},$$

где $V_{IEE \min}$ – минимальное падение напряжения на источнике тока, при котором реализующие его транзисторы находятся в линейном режиме; V_{BE} – падение напряжения на прямосмещённых переходах база–эмиттер входных транзисторов.

Отсутствие явно выраженного верхнего предела синфазного входного напряжения в модели ВхДК

объясняется тем, что в ней используется идеальный источник тока I_{EE} , который «выдаёт» в эмиттеры транзисторов Q1, Q2 неизменный ток 2,543 мкА вне зависимости от величины и знака приложенного к нему напряжения.

Сказанное позволяет сделать следующие выводы:

- ММ Бойля не моделирует напряжение смещения и разность входных токов реального ОУ;
- в общем случае ВхДК ММ Бойля не моделирует эффекты, связанные с выходом за пределы допустимых значений входных напряжений ОУ.

Из второго вывода следует, что пользователь САПР в процессе анализа схемы должен убедиться не только в том, что она отвечает предъявляемым к ней требованиям, но также и в том, что во всех возможных случаях входные напряжения используемых в ней ОУ находятся в пределах регламентированных значений.

Входной ВхДК ММ Бойля реализует однополюсную передаточную функцию [1]:

$$A_{VDI}(s) = \frac{\omega_{PI}}{s + \omega_{PI}}, \quad (16)$$

где $\omega_{PI} = 2\pi F_{PI}$ – частота полюса передаточной функции.

Частота полюса F_{PI} , на которой коэффициент передачи ВхДК уменьшается на 3,0103 дБ, рассчитывается по формуле:

$$F_{PI} = \frac{1}{2\pi(R_{C1} + R_{C2})C_1}. \quad (17)$$

В результате подстановки в (17) значений $R_{C1} = R_{C2} = 24,11$ кОм и $C_1 = 3$ пФ получаем величину $F_{PI} = 1,10$ МГц. АЧХ и ФЧХ ВхДК, полученные в результате Pspice-анализа схемы (рис. 7), изображены на рисунке 10.

Результаты анализа показывают, что ВхДК реализует высокочастотный полюс передаточной функции ММ Бойля.

Выше отмечалось, что во ВхДК ММ Бойля используются идеализированные модели транзисторов с нулевыми емкостями переходов и не зависящими от частоты параметрами. Естественно предположить, что дифференциальная и синфазная составляющие входного сопротивления ВхДК, реализованного на

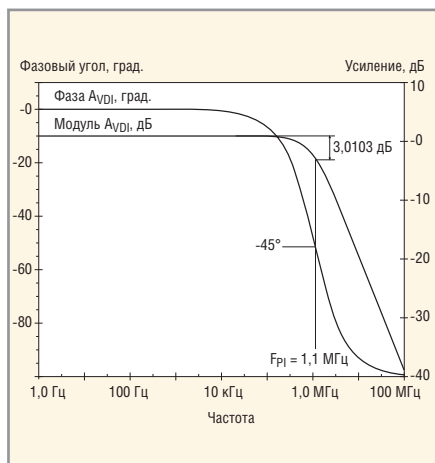


Рис. 10. АЧХ и ФЧХ ВхДК ММ LM358/МС

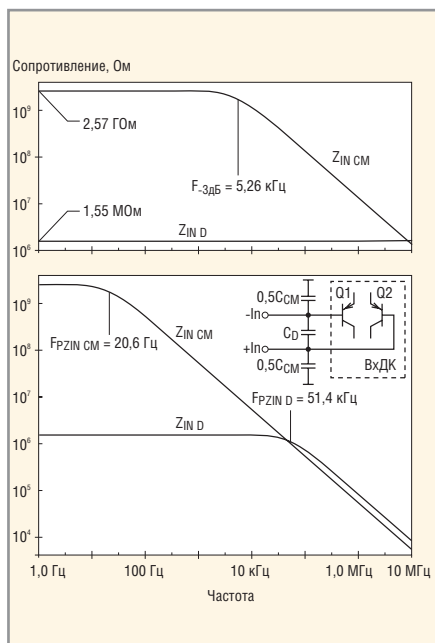


Рис. 11. Результаты тестирования входного сопротивления ВхДК

таких транзисторах, не зависят от частоты. Правомерность этого предположения подтверждают результаты тестирования входного сопротивления ВхДК (рис. 7), изображенные на верхнем графике рисунка 11.

Метки на рисунке 11 имеют следующий смысл:

$|Z_{IN D}|$, $|Z_{IN CM}|$ – модули соответственно дифференциальной и синфазной составляющих входного сопротивления ВхДК;

$F_{PZIN D}$, $F_{PZIN CM}$ – частоты полюса соответственно дифференциального и синфазного входных сопротивлений ВхДК, на которых эти сопротивления уменьшаются на 3,0103 дБ по сравнению с их значениями на постоянном токе.

Уменьшение синфазного входного сопротивления ВхДК на частоте

тах, превышающих 5 кГц, объясняется шунтированием резистора R_{EE} на высоких частотах ёмкостью C_{EE} . Однако, как уже отмечалось выше, величина ёмкости C_{EE} выбирается исходя из соображений, которые ни коим образом не связаны с моделированием входного сопротивления ОУ (более того, ёмкость C_{EE} часто вообще исключается из схемы ММ Бойля). Сказанное позволяет сделать следующий важный вывод: *ММ Бойля не моделирует зависимости входных сопротивлений ОУ от частоты*. Известно [15], что входные сопротивления реального ОУ существенно зависят от частоты. Доминирующими факторами, определяющими частотные зависимости $Z_{IN D}(S)$ и $Z_{IN CM}(S)$, являются дифференциальная C_D и синфазная C_{CM} составляющие входных паразитных емкостей реального ОУ. К сожалению, изготовитель [14] не указывает типичные величины емкостей C_D , C_{CM} ОУ LM358. Однако известно [15], что у биполярных ОУ общего назначения величины входных емкостей обычно лежат в пределах: $C_D = 2...5$ пФ и $C_{CM} = 3...8$ пФ. На нижнем графике рис. 11 изображены кривые $|Z_{IN D}|$ и $|Z_{IN CM}|$, полученные в результате тестирования схемы ВхДК, между входами которого подключена ёмкость $C_D = 2$ пФ, а между каждым из входов и «землёй» – ёмкости $0,5C_{CM} = 1,5$ пФ. Сравнение кривых, изображённых на верхнем и нижнем графиках рис. 11, наглядно показывает, что ёмкости C_D , C_{CM} оказывают очень существенное влияние на частотные характеристики входных сопротивлений ОУ. На нижнем графике зависимости $|Z_{IN D}|$, $|Z_{IN CM}|$ имеют однополюсный характер. Частоты полюсов рассчитываются по формулам:

$$F_{PZIN D} = \frac{1}{2\pi R_{inD} C_D}, \quad (18)$$

$$F_{PZIN CM} = \frac{1}{2\pi R_{inCM} C_{CM}}. \quad (19)$$

На частотах, превышающих частоту полюса, соответствующее входное сопротивление ВхДК убывает со скоростью 20 дБ на декаду частоты. Ирония суровой действительности заключается в следующем: чем выше входное сопротивление ОУ на постоянном токе, тем раньше (на меньших частотах) начинается спад этого со-

противления. Именно по этой причине ОУ с полевыми транзисторами на входе имеют преимущество в части входного сопротивления перед биполярными ОУ только на низких частотах.

Продолжение следует

ЛИТЕРАТУРА

1. Лозицкий С. Методы анализа операционных схем в частотной области. Схемотехника. 2004. №№ 7 – 12; 2005. №№ 1 – 5.
2. Банк М.У. Аналоговые интегральные схемы в радиоаппаратуре. М.: Радио и связь, 1981. С. 128.
3. High Speed, Fast Settling Precision Operational Amplifier OP-42. Data Sheet, Analog Devices.
4. High Speed FET-Input Operational Amplifiers OPA132, OPA2132, OPA4132. Product Data Sheet, PDS-1309B, Burr-Brown Corporation, 1995.
5. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники. Изд. 6-е, перераб. и доп. М.: Высш. школа, 1973. С. 13 – 14, 38 – 41.
6. FET-Input, Low Distortion Operational Amplifier OPA604. Product Data Sheet, PDS-1161C, Burr-Brown Corporation, 1995.
7. Современные линейные интегральные микросхемы и их применение: Пер. с англ. Под общ. ред. М. В. Гальперина. М.: Энергия, 1980. С. 4.
8. <http://www.ecircuitcenter.com>.
9. SPICE-Compatible Op Amp Macro-Models, by M. Alexander and D. F. Bowers, Application Note AN-138, Analog Devices, 1990.
10. Boyle G.R., Cobn B.M., Pederson D.O., Solomon J.E. Macromodeling of Integrated Circuit Operational Amplifiers. IEEE Journal of Solid-State Circuits, SC-9, 353 (1974).
11. Burr-Brown Spice Based Macromodels, Rev. F, Application Bulletin AB-020F, by Biagi H., Stitt R.M., Baker B., Baier S. Burr-Brown Corp. 1990. P. 6 – 7.
12. Изумнов Д.В. и Николаевский И.Ф. Транзисторы в микрорежиме. М.: Сов. радио, 1978.
13. Найдеров В.З., Голованов А.И., Юсупов З.Ф. и др. Функциональные устройства на микросхемах. Под ред. В.З. Найдерова. М.: Радио и связь, 1985. С. 6 – 11.
14. Dual Low Power Operational Amplifiers LM358, LM258, LM2904. Motorola Analog IC Devices Data, 1995.
15. Достал И. Операционные усилители: Пер. с англ. М.: Мир, 1982.