

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 схемотехнических 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, 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

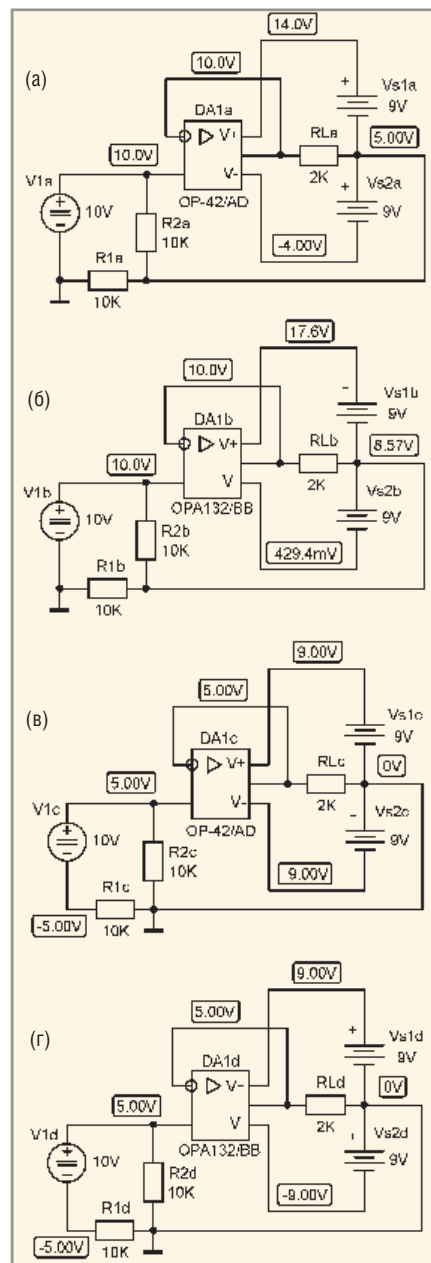


Рис. 1. Варианты анализируемой схемы повторителя напряжения (пример 1)

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

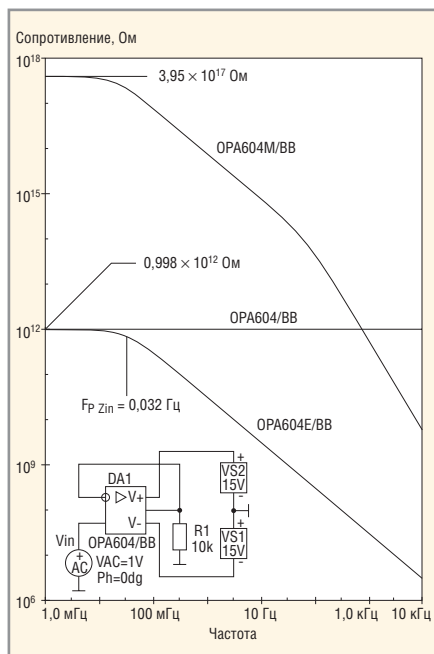
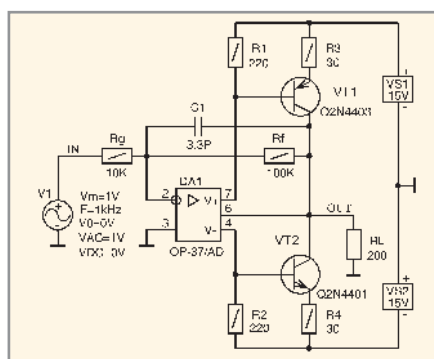


Рис. 2. Результаты анализа вариантов схемы повторителя напряжения (пример 2)



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.

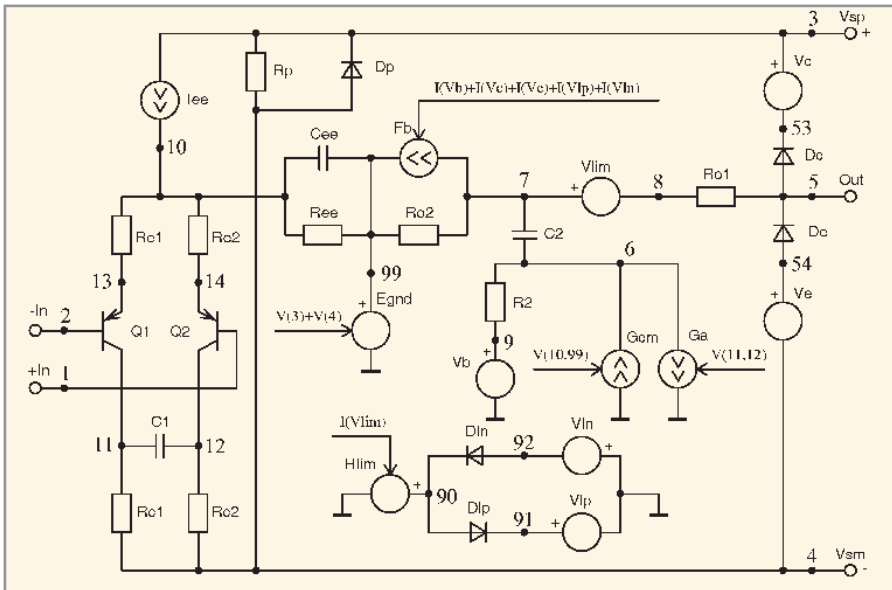


Рис. 5. Вариант схемы ММ Бойля с биполярными р-п-р-транзисторами на входе

- 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 общего назначения, а MPZ ММ – для моделирования быстродействующих ОУ, а также ОУ со специфическими особенностями АФЧХ (например, ОУ с немонотонными ФЧХ).

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 Egnnd 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
Egnnd   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 ММ 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 ММ 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 ММ 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 ММ 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 ММ 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	Передающая проводимость $Y_T [A/V]$	Передающее 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

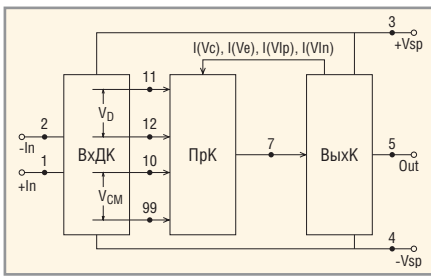


Рис. 6. Функциональная схема ММ Бойля

менительно к ММ LM358/МС, 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/МС, 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-

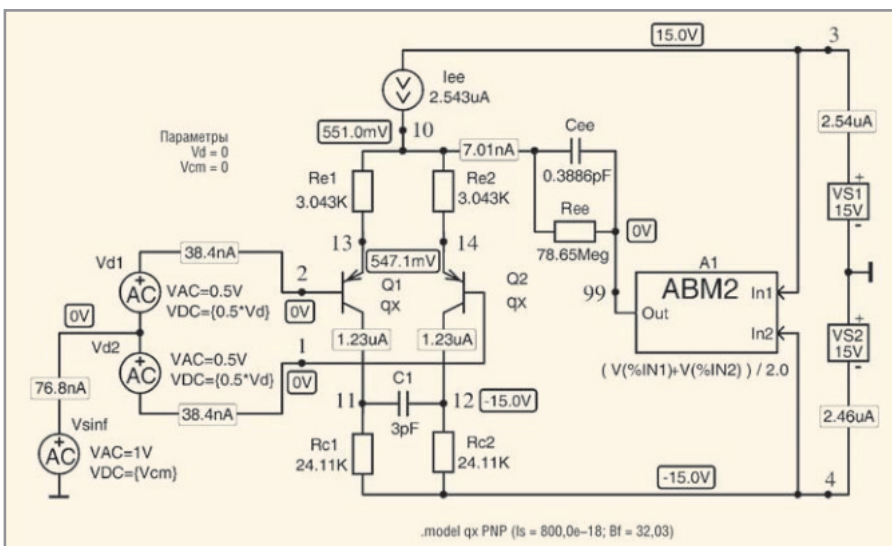


Рис. 7. Схема тестирования параметров ВхДК ММ Бойля

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-

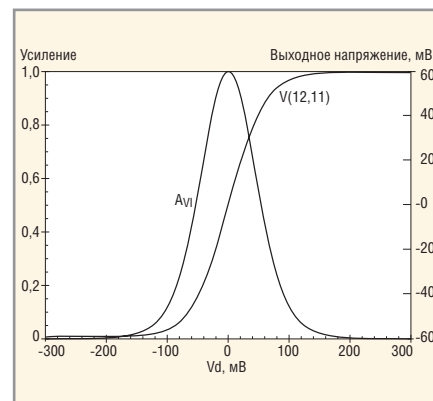


Рис. 8. Зависимости выходного напряжения и усиления ВхДК ММ LM358/МС от дифференциального входного напряжения

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-

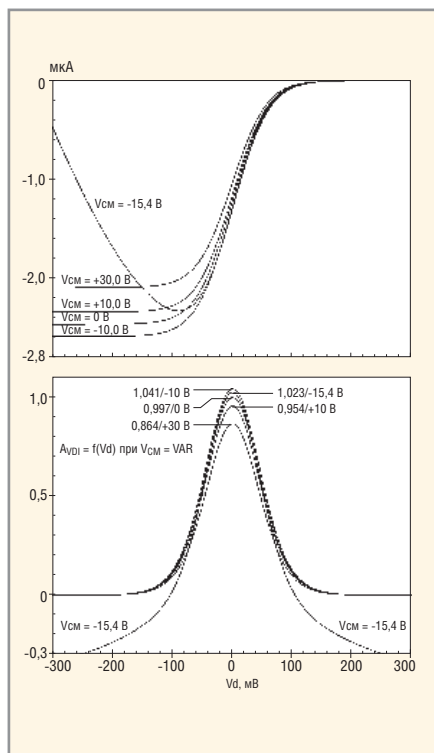


Рис. 9. Семейства зависимостей $I_C(Q1)$ и A_{VDI} ВхДК ММ LM358/МС от дифференциального входного напряжения

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]:

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

где $V_{in \text{ OPA}}$ – 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

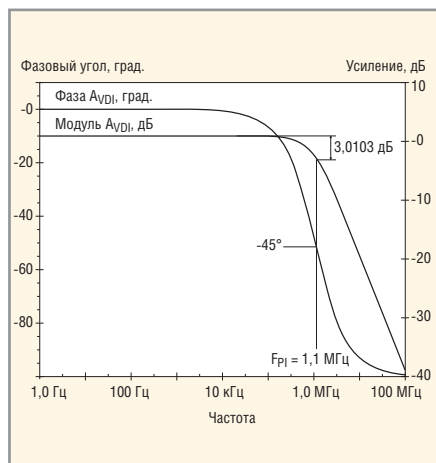


Рис. 10. АЧХ и ФЧХ ВхДК ММ LM358/МС

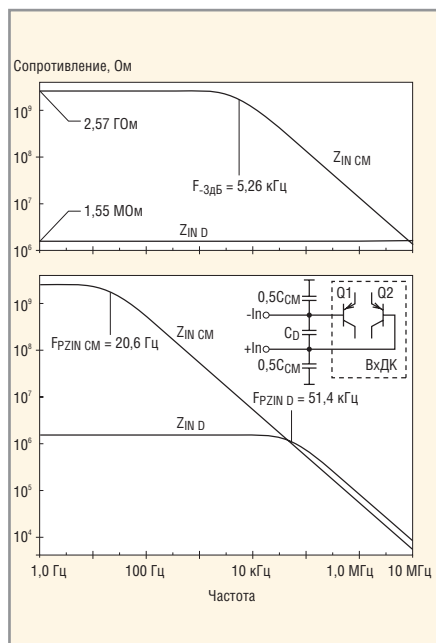


Рис. 11. Результаты тестирования входного сопротивления ВхДК

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. Игумнов 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.

Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей (часть 2)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В продолжение статьи проведён углублённый анализ проблем, возникающих при моделировании ОУ, и даны способы их решения.

ПРОМЕЖУТОЧНЫЙ КАСКАД ММ Бойля

Схема промежуточного каскада (ПрК) ММ Бойля изображена на рис. 12.

Рассмотрим его работу при выполнении следующих условий:

- питание ОУ осуществляется симметричными напряжениями: $V_{SP} = -V_{SM}$, и, следовательно, $V(99) = 0,5(V_{SP} + V_{SM}) = 0$;
- входной синфазный сигнал ОУ равен нулю: $V_{IN CM} = V(10,99) = 0$;
- выходной каскад (ВыхК) ОУ работает в линейном режиме (без ограничения выходного напряжения

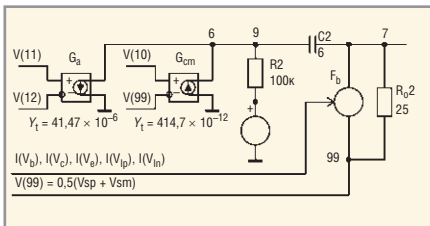


Рис. 12. Схема промежуточного каскада ММ Бойля

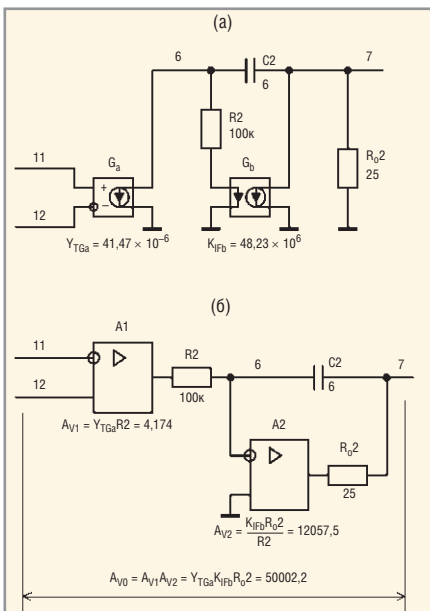


Рис. 13. Преобразования схемы ПрК

и/или тока), и, следовательно, $I(V_C) = I(V_E) = I(V_{LP}) = I(V_{LN}) = 0$.

При выполнении этих условий выходные сигналы источников G_{cm} и V_b равны нулю, а выходной ток источника F_b зависит от единственной переменной $I(V_b)$. В результате исключения из схемы рис. 12 источников G_{CM} и V_b с нулевыми выходными сигналами, а также замены графического символа источника F_b получаем схему ПрК, изображённую на рис. 13а.

В результате выполненных преобразований схема ПрК значительно упростилась, но она всё ещё достаточно трудна для анализа. Выполняя преобразования схемы рис. 13а в соответствии с теоремой Тевенина об эквивалентных источниках [3, 16, 17], получаем схему, изображённую на рис. 13б. Передаточные функции схем рис. 13а и 13б идентичны. В преобразованную схему входят последовательно соединённые усилитель А1 и интегратор, реализованный на усилителе А2 и пассивных компонентах C_2 , R_2 , R_{o2} . Анализ этой схемы не вызывает принципиальных затруднений и может быть осуществлён аналитическим методом, подробно описанным в [1]. По отношению к входному дифференциальному сигналу передаточная функция ПрК имеет однополюсный характер и определяется следующим выражением:

$$A_{VDP}(S) = \frac{V_{OUT}(S)}{V_{IND}(S)} = \frac{V(7)}{V(11,12)} = A_{VO} \frac{\omega_{PO}}{S + \omega_{PO}} = Y_{TGA} K_{IFb} R_{O2} \frac{1}{S + \frac{1}{K_{IFb} R_{O2} C_2}}, \quad (20)$$

где A_{VO} – усиление дифференциального сигнала ПрК на постоянном токе;

$\omega_{PO} = 2\pi F_{PO}$ – частота полюса передаточной функции ПрК.

Усиление и частота полюса рассчитываются по следующим формулам:

$$A_{VO} = Y_{TGA} K_{IFb} R_{O2}, \quad (21)$$

$$F_{PO} = \frac{1}{2\pi K_{IFb} R_{O2} C_2} \quad (22)$$

Из (22) следует, что частота доминирующего (низкочастотного) полюса ММ Бойля может варьироваться в широких пределах путём изменения величины ёмкости C_2 . Следует заметить, что в ММ Бойля для ОУ с внешней частотной компенсацией ($\mu A709$, $LM301A$, $LM308$ и др.) ёмкость C_2 в схеме ММ отсутствует, но имеются два дополнительных вывода, к которым подключается внешний конденсатор частотной компенсации ОУ.

Выражение передаточной функции:

$$A_{VCM P}(S) = \frac{V_{OUT}(S)}{V_{IN CM}(S)} = \frac{V(7)}{V(10,99)}$$

для синфазного сигнала ПрК можно получить, полагая $V_{IND} = V(11,12) = 0$ и выполняя те же преобразования схемы рис. 12, которые мы делали в процессе нахождения передаточной функции $A_{VD P}(S)$. В этом нет необходимости, поскольку в ПрК (рис. 12) тракты прохождения дифференциального и синфазного сигналов абсолютно идентичны по структуре и отличаются только величинами коэффициентов Y_T преобразования напряжения в ток зависимых источников G_a и G_{cm} . Очевидно, что

$$\frac{A_{VDP}}{A_{VCM P}(S)} = \frac{Y_{TGA}}{Y_{TGM}}. \quad (23)$$

Если учесть, что ВыхК имеет единичный коэффициент передачи синфазного сигнала, а его передаточная функция дифференциального сигнала определяется выражением (16), то можно записать следующее выражение для результирующего коэффициента подавления синфазного сигнала ММ Бойля:

$$CMRR(S) = \frac{A_{VD}(S)}{A_{VCM}(S)} = \frac{\omega_{PI}}{S + \omega_{PI}} \frac{Y_{TGA}}{Y_{TGM}}. \quad (24)$$

Частота высокочастотного полюса ω_{PI} передаточной функции ОУ с ну-

ренной частотной компенсацией обычно превышает частоту ω_T его единичного усиления [1], и, следовательно, в диапазоне частот $(0 \dots \omega_T)$ первый сомножитель выражения (24) приблизительно равен единице. Таким образом, в диапазоне рабочих частот ОУ коэффициент подавления синфазного входного сигнала ММ Бойля определяется выражением:

$$CMRR_{dB} = 20 \lg \frac{Y_{TGA}}{Y_{TGM}} \quad (25)$$

Из (25) следует, что ММ Бойля не моделирует зависимость коэффициента подавления входного синфазного сигнала реального ОУ от частоты.

На рис. 14 изображены результирующие АЧХ, ФЧХ, а также зависимость от частоты коэффициента подавления синфазного входного сигнала ММ LM358/МС. Сносками указаны: частота F_T единичного усиления, запас устойчивости по фазе P_M , частоты F_{PO} , F_{PI} низко- и высокочастотного полюсов передаточной функции ОУ. Спад $CMRR_{dB}$ на высоких частотах (больших F_{PI}) объясняется влиянием первого сомножителя формулы (24).

Наглядно продемонстрировать зависимость скорости изменения выходного напряжения ММ Бойля от уровня перевозбуждения входа ОУ позволяет схема тестирования, изображённая на рис. 15. В этой схеме в нулевой момент времени размыкается ключ A1 (исходно замкнутый) и замыкается ключ A2 (исходно разомкнутый). В результате этого к неинвертирующему входу ОУ прикладывается напряжение $V(OUT) + dV$, а к инвертирующему – напряжение $V(OUT)$, и, следовательно, между входами ОУ всегда поддерживается неизменное напряжение dV . Результаты четырёхвариантного анализа схемы (варьировался параметр dV), изображённые на рис. 16, наглядно показывают, что скорость нарастания выходного напряжения ММ ОУ существенно зависит от величины напряжения dV , прикладываемого между входами ММ.

Механизм ограничения скорости нарастания выходного напряжения ММ ОУ достаточно прост: входному напряжению dV соответствует напряжение на выходе ВхДК (см. верхний график на рис. 16):

$$V(11,12) = dV A_{VD1},$$

которое поступает на ПрК и сначала усиливается в 4,174 раза усилителем A1,

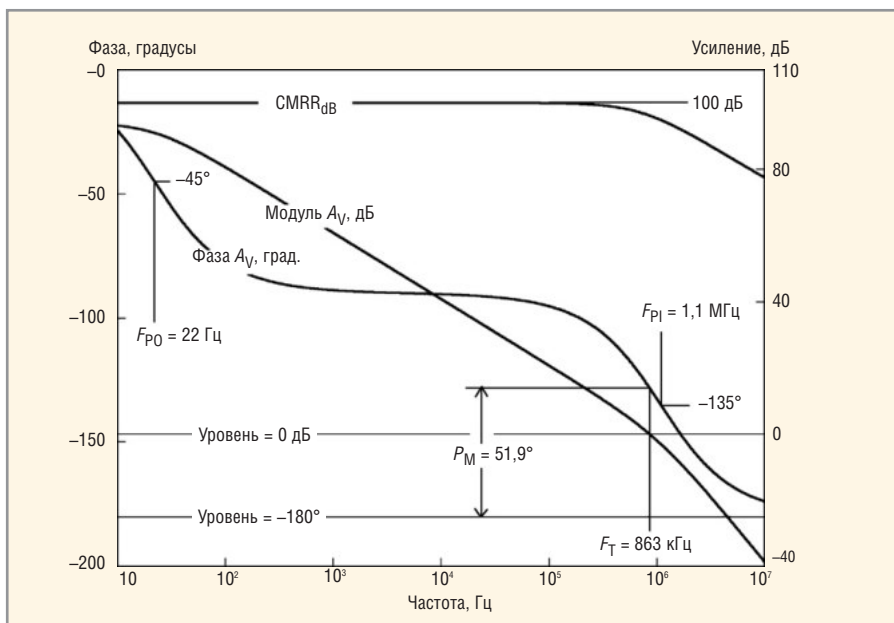


Рис. 14. Результирующие АЧХ, ФЧХ и зависимость коэффициента подавления синфазного входного сигнала от частоты для ММ LM358/МС

а затем интегрируется интегратором, реализованным на усилителе A2 и пассивных компонентах C2, R2, R₀₂. При неизменной величине входного напряжения интегратора на его выходе формируется линейно нарастающее напряжение. Очевидно, что скорость нарастания выходного напряжения интегратора пропорциональна его входному напряжению и, в конечном итоге, напряжению dV (см. нижний график на рис. 16). На рис. 16 видно, что выходное напряжение $V(11,12)$ ВхДК незначительно уменьшается на тех временных интервалах, в течение которых увеличивается выходное напряжение ММ ОУ. Некоторая зависимость напряжения $V(11,12)$ от выходного напряжения ММ ОУ объясняется следующим. По мере роста выходного напряжения ММ увеличивается уровень её синфазного входного напряжения, что вызывает рост тока I_{REE} , протекающего через резистор R_{ee} (см. рис. 7), и уменьшение суммарного тока, протекающего через транзисторы Q1, Q2 ВхДК. Влияние конечной величины коэффициента $CMRR_{dB}$ подавления синфазного входного сигнала на скорость изменения выходного напряжения ММ ОУ пренебрежимо мало. В реальных ОУ существенное влияние на скорость изменения выходного напряжения оказывают два фактора [15, 18]: паразитная ёмкость, шунтирующая источник тока ВхДК, и схема включения (способ возбуждения) ОУ. В ММ Бойля паразитную ёмкость источника моделирует конденсатор C_{ee} (см. рис. 5 и 7). На рис. 17 изо-

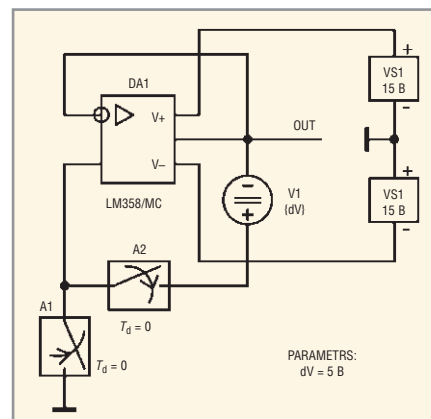


Рис. 15. Схема тестирования скорости изменения выходного напряжения ММ Бойля

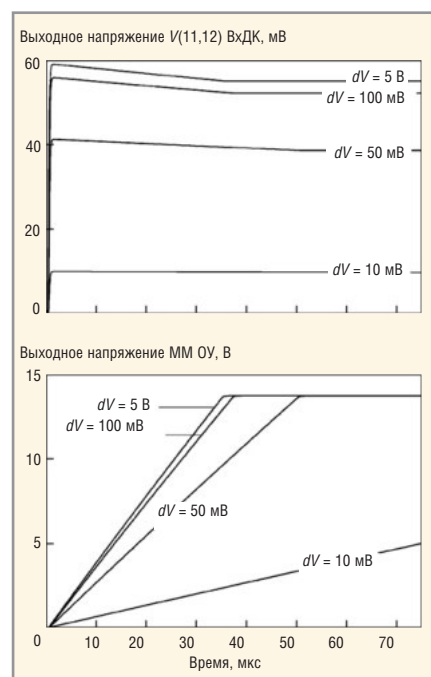


Рис. 16. Результаты анализа схемы при варьировании dV

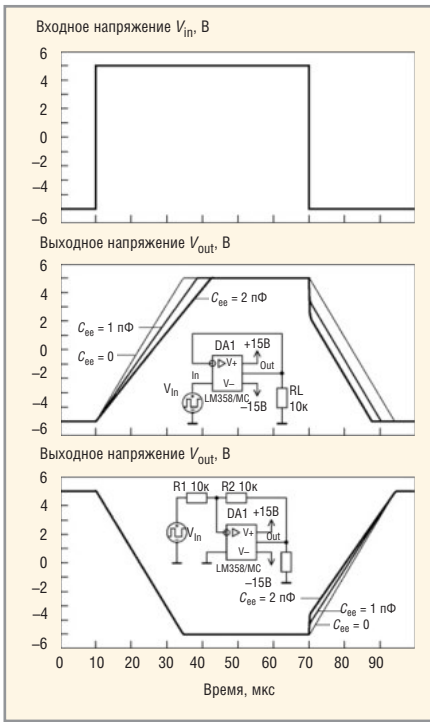


Рис. 17. Результаты анализа SR выходного напряжения повторителя и инвертора напряжения



Рис. 18. График переходного процесса повторителя напряжения на ОУ μA741

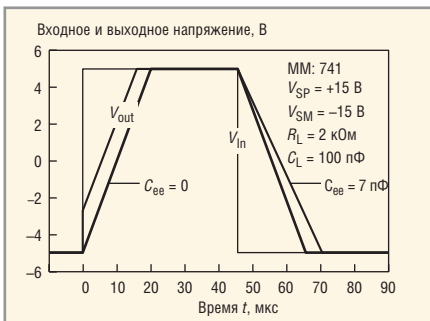


Рис. 19. Результаты двухвариантного анализа повторителя напряжения с использованием MM μA741

бражены результаты анализа скорости изменения выходного напряжения повторителя и инвертора напряжения для величин C_{EE} , равных 0, 1 и 2 пФ.

Подробный анализ факторов, влияющих на скорость изменения выходного напряжения ОУ, дан в [18]. Здесь же только отметим, что MM Бойля в целом адекватно моделирует скорость изменения выходного напряжения ОУ в различных схемных конфигурациях. Однако она далеко не всегда позволяет точно «подогнать» характер переходного процесса на большом сигнале под данные DataSheet. Сказанное иллюстрируют рис. 18 и 19.

На рис. 18 [19] изображён график переходного процесса повторителя напряжения, реализованного на ОУ μA741. На рис. 19 в сопоставимом масштабе изображены результаты двухвариантного анализа повторителя напряжения, в схеме которого используется MM μA741. Сравнение рис. 18 и 19 показывает следующее:

- при $C_{EE} = 7$ пФ практически идентичны фронты выходных импульсов реальной схемы и её модели, но при этом длительности спада импульсов различаются приблизительно на 5 мкс (25%);
- при $C_{EE} = 0$ идентичны срезы импульсов, но существенно различаются (по форме и длительности) их фронты.

Следует заметить, что в MM Бойля ёмкость C_{ee} (C_{ss} в MM с JFET-транзисторами на входе) используется достаточно редко. При отсутствии этой ёмкости скорости нарастания SR+ и спада SR- выходного напряжения MM равны: $SR+ = SR- = SR$. В тех же случаях, когда моделируемый ОУ имеет существенно различающиеся скорости нарастания и спада выходного напряжения (так, например, у ОУ OPA121 $SR+ \approx 4$ В/мкс и $SR- \approx 2$ В/мкс), разработчики MM Бойля придерживаются следующего правила: за величину скорости изменения выходного напряжения MM принимается меньшая из величин SR+, SR- реального ОУ (MM OPA121/BB в схеме повторителя напряжения имеет $SR = SR+ = SR- \approx 2$ В/мкс). В большинстве случаев указанное решение можно считать приемлемым, поскольку оно ориентировано на худший случай и обеспечивает некоторый «запас прочности» в части максимальной скорости изменения выходного напряжения MM ОУ при моделировании схем реальных устройств.

Выходной каскад MM Бойля

Схема ВыхК MM Бойля изображена на рис. 20. Токи, протекающие через

независимые источники напряжений V_{In} , V_{Ip} , V_c и V_e , являются управляющими переменными для ИТУТ F_b , входящего в состав ПрК, а ток, протекающий через фиктивный источник V_{lim} , является управляющей переменной для ИНУТ H_{lim} (на схеме указанные связи условно показаны линиями, заканчивающимися стрелками).

ВыхК может находиться в одном из трёх состояний:

- в линейном режиме работы;
- в нелинейном режиме ограничения выходного напряжения;
- в нелинейном режиме ограничения выходного тока.

В линейном режиме работы ВыхК все диоды схемы смещены в обратном направлении (закрыты), и, следовательно, токи $I(V_c)$, $I(V_e)$, $I(V_{In})$, $I(V_{Ip})$, протекающие через источники V_c , V_e , V_{In} , V_{Ip} , равны нулю и не оказывают влияния на работу ИТУТ F_b , входящего в состав ПрК (см. рис. 5). Таким образом, в линейном режиме работы ВыхК влияет на параметры MM только посредством резистора R_01 , с помощью которого моделируется доминирующая составляющая выходного сопротивления ОУ. На рис. 21 изображена зависимость от частоты выходного сопротивления MM LM358/МС.

На постоянном токе и крайне низких частотах выходное сопротивление MM Бойля приблизительно равно суммарной величине сопротивлений резисторов R_01 и R_02 схемы замещения, а при увеличении частоты оно уменьшается до величины сопротивления резистора R_01 .

ВыхК переходит в режим ограничения выходного напряжения при выполнении одного из следующих условий:

$$V_{OUT} > V_{SP} - (V_c - V_{FWD Dc}) = V_{SP} - V_{SAT P}, \quad (26)$$

$$V_{OUT} < V_{SM} + (V_e - V_{FWD De}) = V_{SM} + V_{SAT M}, \quad (27)$$

где: $V_{FWD Dc}$, $V_{FWD De}$ – падения напряжений на прямосмещённых диодах – соответственно D_c и D_e ; $V_{SAT P}$, $V_{SAT M}$ – напряжения насыщения выхода MM ОУ относительно положительного и отрицательного напряжений питания.

При выполнении условия (26) открывается диод D_c и через источник напряжения V_c начинает протекать ток $I(V_c)$, который воздействует на ИТУТ F_b ПрК (см. рис. 5). Указанное

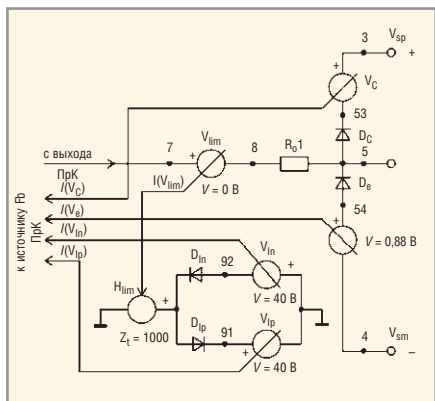


Рис. 20. Схема выходного каскада ММ Бойля

воздействие инициирует определённую последовательность событий: уменьшается выходной ток ИТУТ F_b , уменьшается коэффициент передачи ММ ОУ, выходное напряжение ММ ОУ фиксируется на уровне $V_{OUT\ LIM\ MAX} \approx V_{SP} - V_{SAT\ P}$. Аналогичным образом фиксируется минимальный уровень $V_{OUT\ LIM\ MIN} \approx V_{SM} - V_{SAT\ M}$ выходного напряжения ММ ОУ.

В схеме, изображённой на рис. 22, исходно разомкнутый ключ А1 замыкается в момент времени $T = 1$ мс, и, следовательно, первый период входного синусоидального сигнала частотой 1 кГц и амплитудой 5 В передаётся на выход схемы с единичным коэффициентом усиления, а последующие периоды входного сигнала усиливаются в 11 раз.

Результаты Pspice-анализа этой схемы (см. рис. 23) наглядно иллюстрируют рассмотренный выше механизм ограничения выходного напряжения ММ ОУ. ВыхК переходит в режим ограничения выходного тока при выполнении одного из следующих условий:

$$I_{OPALIM \rightarrow} > \frac{V_{Ip} + V_{FWD DIp}}{Zt}, \quad (28)$$

$$I_{OPALIM \leftarrow} > \frac{V_{In} + V_{FWD DIn}}{Zt}, \quad (29)$$

где: $I_{OPA\ LIM \leftarrow}$, $I_{OPA\ LIM \rightarrow}$ – соответственно втекающий и вытекающий в/из ММ ОУ максимальный выходной ток; Zt – передаточное сопротивление ИНУТ H_{LIM} (см. рис. 20); $V_{FWD\ DIp}$, $V_{FWD\ DIn}$ – падения напряжений на прямосмещённых диодах соответственно D_{Ip} и D_{In} .

При выполнении условий (28) и (29) открываются диоды соответственно D_{Ip} и D_{In} , в результате чего начинает протекать ток через источники напряжения V_{Ip} или V_{In} . А далее события развиваются по тому же сценарию, как и в рассмотренном выше

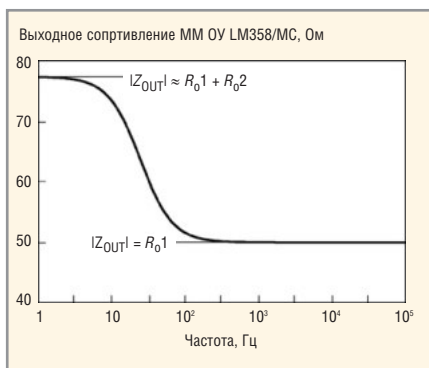


Рис. 21. Зависимость выходного сопротивления ММ LM358/МС от частоты

случае ограничения выходного напряжения ММ ОУ.

В схеме тестирования (см. рис. 24) ОУ DA1 в течение первого периода входного синусоидального сигнала работает на нагрузку $R1 = 1$ кОм, а в течение последующих – на нагрузку $R1 \parallel R2 \approx 91$ Ом. Временные диаграммы, иллюстрирующие механизм ограничения выходного тока ММ ОУ, изображены на рис. 25. Из этих диаграмм следует, что ММ LM358/MC ограничивает выходной ток на уровнях $\pm 40,6$ мА.

О ДРУГИХ ПРОБЛЕМАХ ММ Бойля

Проблемы «далёкой земли» и моделирования динамики тока потребления

Предельно упрощённая принципиальная схема типичного двухкаскадного биполярного ОУ изображена на рис. 26. В схеме ОУ нет ни одного компонента, соединённого с «землёй». Этим она существенно отличается от схемы ММ Бойля (см. рис. 5), в которой имеется семь источников, соединённых с «землёй»: E_{gnd} , V_b , G_{cm} , G_a , H_{lim} , V_{in} и V_{Ip} . Именно в этом различии заключается причина аномального поведения ММ Бойля ОРА132/ВВ в схеме на рис. 16, рассмотренной выше в примере 1. Схема рис. 16 в случае её реализации на реальном ОУ может быть представлена функциональной схемой, изображённой на рис. 27а. Эта же схема в случае использования в ней схемы замещения ОУ (ММ Бойля) может быть представлена функциональной схемой (см. рис. 27б).

На схемах (рис. 27) жирными линиями со стрелками показаны контуры, по которым протекают токи I_{RL} нагрузки ОУ и ММ ОУ. В первом случае ток I_{RL} нагрузки протекает по контуру: плюсовой вывод источника питания $Vs1$,

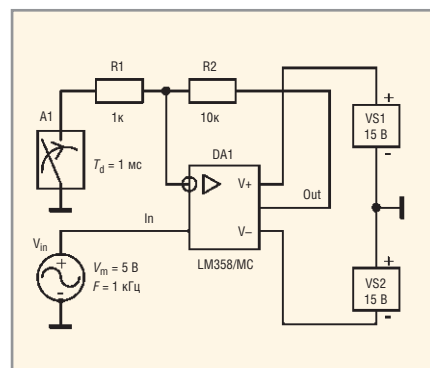


Рис. 22. Схема, моделирующая механизм ограничения выходного напряжения ММ ОУ

p–n–p-транзистор ВыхК ОУ, сопротивление нагрузки RL , минусовой вывод источника питания V_{s1} . Во втором случае ток нагрузки замыкается по контуру: внутренняя «земля» ММ ОУ, управляемый источник E1, сопротивление нагрузки RL , резистор $R1$ делителя напряжения, внешняя (по отношению к ММ ОУ) «земля». Теперь причина аномального поведения схемы рис. 16 ста-

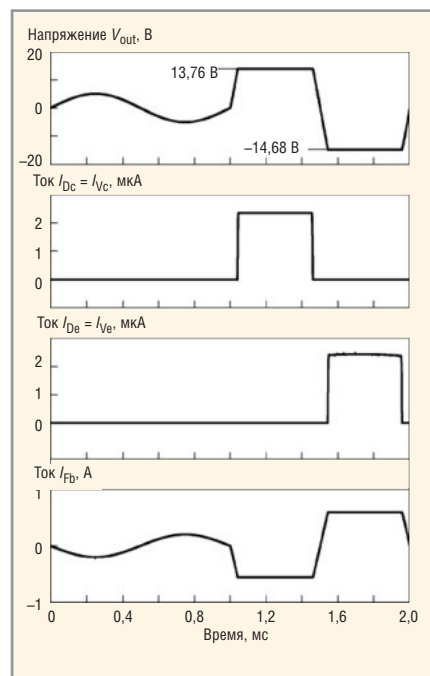


Рис. 23. Результаты PSpice-анализа схемы, моделирующей механизм ограничения выходного напряжения ММ ОУ (рис. 22)

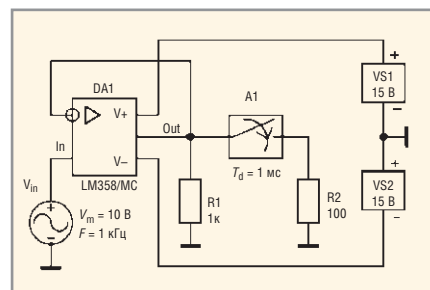


Рис. 24. Схема, моделирующая механизм ограничения выходного тока ММ ОУ

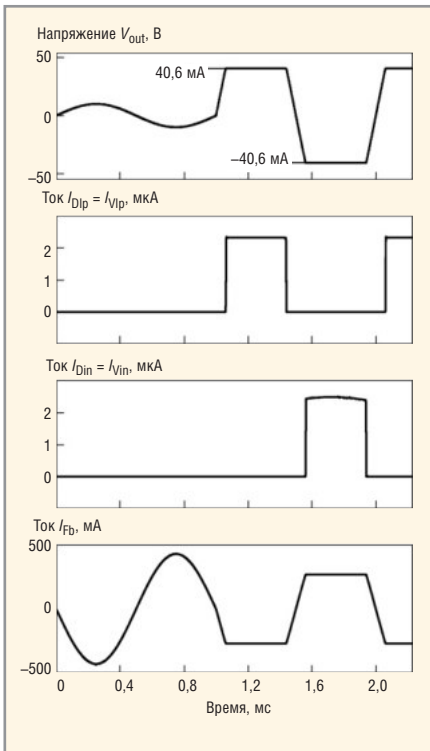


Рис. 25. Временные диаграммы ограничения выходного тока ММ ОУ

новится очевидной – через резистор R1 делителя напряжения протекает ток нагрузки ММ ОУ, величина которого зависит от сопротивления резистора RL. Совершенно очевидно, что этот ток существенным образом влияет на величину падения напряжения на резисторе R2, чем, собственно, и объясняется anomalous поведение схемы рис. 16. Рассмотренная проблема использования ММ Бойля возникает в тех случаях, когда общая точка источников питания ОУ не является точкой заземления моделируемой схемы.

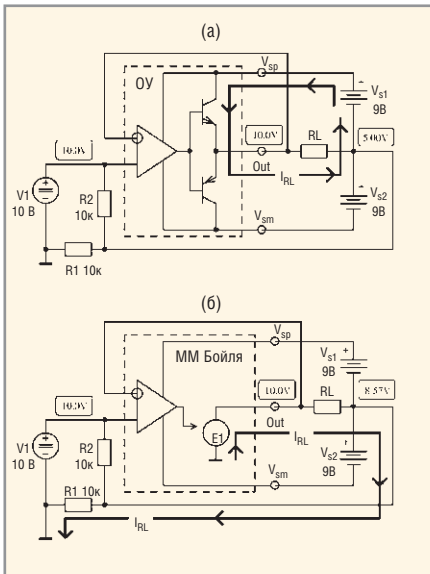


Рис. 27. Функциональная схема реального ОУ (а) и схема замещения ММ Бойля (б)

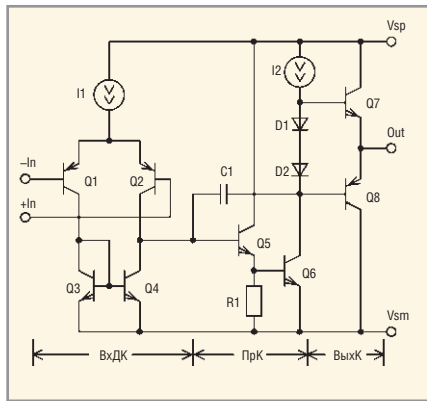


Рис. 26. Упрощённая принципиальная схема типичного двухкаскадного биполярного ОУ

С «далёкой землёй» связана ещё одна проблема ММ Бойля. На рис. 28 изображена схема («плавающий» повторитель напряжения с закороченным входом), в которой потенциал общей точки источников питания равен напряжению источника переменного напряжения V_float.

Если в этой схеме используется реальный ОУ, не имеющий электрических связей с «землёй» схемы, то цепь источника V_float разомкнута и ток через него не протекает. В этом случае переменные напряжения всех узлов «плавающей» схемы (в том числе и внутренних узлов ОУ) равны напряжению источника V_float, а разности узловых напряжений схемы на переменном токе равны нулю. Ситуация меняется, когда ОУ «плавающей» схемы представлен ММ Бойля. В этом случае протекает переменный ток по контуру: внешняя «земля», источник V_float, резистор RL и выводы ММ ОУ, внутренние «земли» ММ ОУ. В результате протекания тока через резистор RL нагрузки ОУ на нём возникает падение напряжения V_RL. На рис. 29 изображены графики частотных зависимостей тока, протекающего через источник V_float, и отношения напряжения V_RL = V(A) – V(B) на нагрузке ОУ (на резисторе

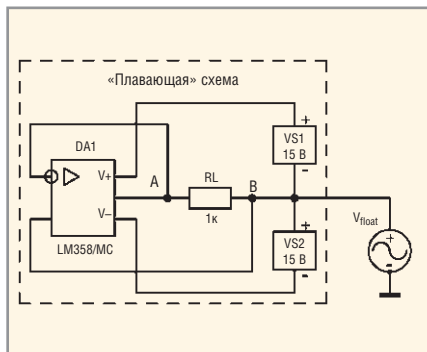


Рис. 28. Схема «плавающего» повторителя напряжения с закороченным входом

RL) к напряжению источника V_FLOAT (выраженного в децибелах).

Указанное отношение по существу является коэффициентом подавления (ослабления) схемой «плавающего» напряжения. Из рис. 29 следует, что при увеличении частоты степень подавления «плавающего» напряжения уменьшается и на частоте, приблизительно равной частоте единичного усиления ОУ, напряжения V_RL и V_FLOAT имеют равные величины.

Вернёмся к рис. 27. В ММ Бойля ток нагрузки I_RL не протекает через источник питания ОУ V_s1 и V_s2. Через выводы схемы ММ, к которым подключаются источники питания ОУ, протекает только постоянный ток, величина которого не зависит от тока нагрузки и определяется соотношением:

$$I_Q = I_{EE} + \frac{V_{SP} + V_{SM}}{R_P}, \quad (30)$$

где: I_EE, R_P – ток источника I_ee и сопротивление резистора R_P схемы замещения ОУ (см. рис. 5); V_SP, V_SM – величины напряжений источников питания ММ ОУ.

Обычно в формуле (30) первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым, и, следовательно, величина тока I_Q находится в прямой зависимости от размаха питающих ОУ напряжений. Это является весьма грубым приближением к действительности, поскольку величины тока I_Q многих ОУ (LM358, ОРА1013, ОР-97) очень незначительно зависят от питающих напряжений, но у некоторых типов ОУ (ОРА27/37, ОР193) существенно зависят от температуры. Вывод: в общем случае ММ Бойля точно моделирует ток потребления ОУ в режиме покоя только при фиксированных величинах питающих напряжений и температуры.

В реальном ОУ токи I_SP, I_SM потребления от источников положительно-

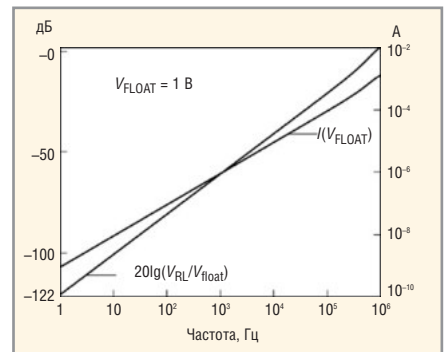


Рис. 29. Графики частотных зависимостей тока

го и отрицательного напряжений питания определяются выражениями:

$$I_{SP} = \begin{cases} I_Q + I_{RL} & \text{если ток } I_{RL} \text{ нагрузки} \\ & \text{вытекает из ОУ} \\ I_Q & \text{если ток } I_{RL} \text{ нагрузки} \\ & \text{втекает в ОУ} \end{cases} \quad (31)$$

$$I_{SM} = \begin{cases} I_Q & \text{если ток } I_{RL} \text{ нагрузки} \\ & \text{вытекает из ОУ} \\ I_Q + I_{RL} & \text{если ток } I_{RL} \text{ нагрузки} \\ & \text{втекает в ОУ} \end{cases} \quad (32)$$

Из сказанного следует, что ММ Бойля моделирует только статическую составляющую I_Q тока потребления ОУ и не моделирует динамическую составляющую I_{RL} этого тока, или, иными словами, ММ Бойля не моделирует динамику тока потребления ОУ.

Теперь причины неадекватного поведения ММ Бойля ОРА-37/LT в схеме рис. 3 совершенно очевидны.

Реверс фазы выходного напряжения ОУ

Многие «старые» ОУ (LF351, LF355, LF411, TL081, OP15, OP2111 и т.д.) имеют существенный недостаток – в неинвертирующем включении они реверсируют фазу выходного сигнала в тех случаях, когда входной сигнал выходит за регламентированные пределы синфазного напряжения. Причина этого явления заключается в том, что простой дифференциальный каскад при большом уровне входного синфазного сигнала инвертирует знак коэффициента передачи (см. рис. 9). Простые дифференциальные каскады, реализованные на $n-p-n$ ВJT и JFET с n -каналом, инвертируют сигнал при большом уровне положительного входного сигнала, а каскады, в которых используются $p-n-p$ ВJT и JFET с p -каналом, инвертируют сигнал при большом уровне отрицательного синфазного сигнала на входе. В схемах большинства современных ОУ (LT1022, LT1055/6, ОРА130/1/2, ОРА627/37, TLE2141/2/4 и т.д.) предусмотрены специальные меры защиты, которые исключают реверс фазы их выходного напряжения во всех допустимых режимах работы. ММ Бойля всегда моделирует эффект реверса фазы, поскольку в ней используется простой ВхДК и не предусмотрено никаких мер, исключаяющих инверсию знака его коэффициента передачи. Вывод: ММ Бойля адекватно моделирует работу ОУ, не имеющих защиты от реверса фазы выходного напряжения, и неадекватно модели-

рует поведение ОУ, имеющих указанную защиту.

На рис. 30 изображены временные диаграммы, полученные в результате анализа схемы повторителя напряжения, в котором использовались ММ Бойля ОРА27/ВВ и LM358/МС. Питание повторителя осуществлялось напряжением ± 15 В.

Об использовании программы PSpice Model Editor

Программа PSpice Model Editor, входящая в комплект поставки САПР OrCAD 9.2, по задаваемым пользователем параметрам ОУ автоматически создаёт описание ММ Бойля ОУ на входном языке PSpice [20]. Опыт использования этой программы показал, что величины некоторых параметров сгенерированной ММ ОУ существенно отличаются от величин, задаваемых пользователем. Сказанное в первую очередь относится к следующим параметрам ММ ОУ:

- f_{-0dB} – частота единичного усиления ОУ;
- Pbi – запас устойчивости ОУ по фазе.

Так, например, в результате тестирования созданной программой Model Editor ММ ОУ с $p-n-p$ ВJT на входе и желаемыми значениями $f_{-0dB} = 1$ МГц и $Pbi = 60$ были получены следующие результаты: $f_{-0dB} = 0,889$ МГц и $Pbi = 62,74$. Приблизить фактические параметры ММ ОУ к желаемым можно методом последовательных приближений (итераций), осуществляя несколько прогонов программы Model Editor с уточнёнными (по результатам тестирования фактических параметров ММ, полученной в предыдущем прогоне программы) величинами параметров f_{-0dB} и Pbi . В результате четырёх итераций (при задании на последнем прогоне программы желаемых величин $f_{-0dB} = 1,16$ МГц и $Pbi = 56,3$) автору удалось получить следующие фактические параметры ММ: $f_{-0dB} = 1,003$ МГц и $Phi = 59,91$.

Таблица 4. Фактические значения $R_{IN D}$ и I_B для некоторых ММ Бойля и типовые величины этих параметров

Имя ММ	Результаты тестирования ММ		Паспортные данные ОУ	
	$R_{IN D}$, МОм	I_B , нА	$R_{IN D}$, МОм	I_B , нА
TLE2141/301/ТИ	1,49	696	65	700
ОРА1013/ВВ	10,1	8,96	300	7
ОРА234Е/ВВ	1,82	49,9	10	12...25
OP-07/LT	83,1	1,00	20	1

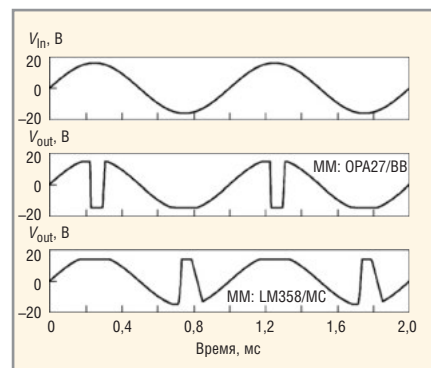


Рис. 30. Временные диаграммы анализа схемы повторителя напряжения

Существенный недостаток программы Model Editor заключается в том, что в список параметров, задаваемых пользователем, не входит дифференциальное входное сопротивление $R_{IN D}$ ОУ на постоянном токе. Эксперименты с программой Model Editor показали, что при прочих равных условиях величина $R_{IN D}$ ММ биполярных ОУ находится в обратной зависимости от задаваемой пользователем величины входного тока I_B ОУ. В таблице 4 приведены фактические значения $R_{IN D}$ и I_B для некоторых ММ Бойля, полученные в результате тестирования ММ, а также типовые величины этих параметров (данные из DataSheet).

Данные табл. 4 показывают, что с точностью моделирования $R_{IN D}$ имеются серьезные проблемы. Однако при правильном выборе полных сопротивлений цепи ОС входное сопротивление ОУ $R_{IN D}$ обычно влияет на характеристики схемы весьма незначительно и только на достаточно низких частотах F , на которых выполняется условие:

$$R_D > \frac{1}{2\pi F C_D}$$

где: C_D – дифференциальная входная ёмкость ОУ.

Следует особо подчеркнуть, что последние версии программы Model Editor генерируют описание усовершенствованной ММ Бойля, которая

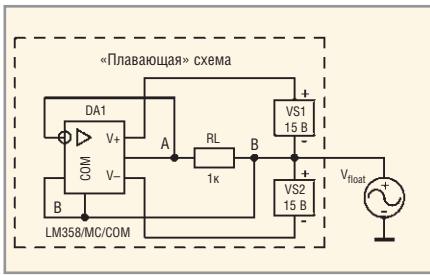


Рис. 31. Модифицированная схема

позволяет моделировать напряжение V_{OS} смещения и разность входных токов I_{BOS} ОУ (желаемые величины этих параметров программа запрашивает у пользователя). В случае биполярного ОУ моделирование V_{OS} и I_{BOS} достигается за счёт разбаланса величин параметров I_s и B_f в описаниях моделей qx1, qx2 транзисторов Q1, Q2 ВхДК, а в случае ОУ с JFET на входе – за счёт разбаланса величин параметров I_s и V_{to} в описаниях моделей jx1, jx2 транзисторов j1, j2.

Способы решения некоторых проблем ММ Бойля

Моделирование входных паразитных ёмкостей ОУ

Модификации ММ Бойля, позволяющие моделировать входные паразитные ёмкости ОУ, рассмотрим на двух примерах.

Добавьте в описание ММ ОРА132/ВВ три следующие строки:

```
Cd      1  2  2E-12 ; My Addition
CcmP    1  0  3E-12 ; My Addition
CcmM    2  0  3E-12 ; My Addition
```

Теперь доработанная ММ ОРА132/ВВ моделирует типовые величины дифференциальной ($C_D = 2$ пФ) и синфазной ($C_{CM} = 6$ пФ) составляющих входной ёмкости ОУ ОРА132 [21]. Процедура изменения величин ёмкостей C_d , C_{cmP} , C_{cmM} средствами редактора Edit Instance Model (Text) описана [1].

Параметры ОУ имеют значительный производственный разброс. Для оценки воспроизводимости (повторяемости параметров) проектируемой схемы крайне важно проанализировать её характеристики не только при типовых, но и при крайних значениях параметров ОУ. Наиболее наглядные и информативные результаты получаются при многовариантном анализе схемы, при завершении которого на экран дисплея выводится семейство характеристик,

полученных для ряда значений одного из параметров ММ ОУ, варьируемого в заданных пользователем пределах с заданным шагом или множителем приращения [1]. Выполнение многовариантного анализа схемы, в процессе которого варьируется величина ёмкости C_D или C_{CM} , существенно упрощается, если величины указанных ёмкостей заданы через параметры ММ ОУ. Из библиотеки burg_brn.lib скопируйте в библиотеку пользователя (у меня она называется my_or.lib) описание ММ ОРА134/ВВ. Откорректируйте директиву .subckt и добавьте в описание ММ три строки:

```
*My Correction ММ ОРА134/ВВ
30.04.03
.subckt ОРА134/МУ 1 2 3 4 5
+params: Cd=2pF Ccm=5pF
*
Cd      1  2  {Cd}
CcmP    1  0  {0.5*Ccm}
CcmM    2  0  {0.5*Ccm}
.....
.ends   subckt ОРА134/МУ
```

Теперь величины ёмкостей C_D и C_{CM} ММ ОРА134/Му можно оперативно изменять в процессе анализа схемы (в том числе и многовариантного) непосредственно в окне редактора принципиальных схем PSpice Schematics, не прибегая при этом к редактированию описания ММ. Указанным способом целесообразно модифицировать описание тех ММ ОУ, которые вы часто используете в своих разработках.

Решение проблем, связанных с «далёкой землёй» схемы

Из результатов проведённого выше анализа следует, что для решения проблем моделирования «плавающих» ОУ (проблем «далёкой земли») достаточно все выводы внутренних компонентов ММ ОУ отсоединить от глобальной «земли» анализируемой схемы и подключить их к общей точке источников питания ОУ. Существует два способа сделать это. Для реализации первого способа необходимо:

- в описании ММ ОУ все вхождения имени «0» узла глобальной аналоговой «земли» схемы заменить новым произвольным локальным именем узла (например, именем «COM») и переименованный узел электрически соединить с дополнительным внешним выводом ММ;
- в графическом представлении анализируемой схемы (в окне PSpice

Schematics) дополнительный внешний вывод ММ ОУ соединить отдельным проводником с узлом, который является общим для источников питания ОУ.

Для реализации второго способа необходимо:

- в описании ММ ОУ все вхождения имени «0» узла глобальной аналоговой «земли» схемы заменить новым глобальным именем узла, например, именем «\$G_COM» (напомню, что в PSpice имена глобальных узлов имеют префикс «\$G_»);
- такое же глобальное имя (в нашем примере «\$G_COM») присвоить узлу анализируемой схемы, который является общим для источников питания ОУ.

Ниже приведены те строки описания ММ LM358/MC, которые необходимо отредактировать для того, чтобы получить описание модифицированной ММ LM358/MC/COM с дополнительным внешним выводом COM.

```
.subckt LM358/MC/COM 1 2 3 4
+5 COM
.....
Egnd 99 COM poly(2) (3,COM)
+(4,COM) 0 .5 .5
Ga 6 COM 11 12 41.47E-6
Gcm COM 6 10 99 414.7E-12
Vb 9 COM dc 0
.....
.ends LM358/MC/COM
```

Жирным шрифтом выделены имена «COM» локального узла модифицированной ММ, которые замещают имена «0» узла глобальной аналоговой «земли» исходной ММ. Вполне допустимо, что источники H_{lim} , V_{In} , V_{Ip} схемы замещения ММ ОУ остаются подключенными к глобальному узлу «0», поскольку компоненты H_{lim} , D_{In} , D_{Ip} , V_{In} , V_{Ip} (см. рис. 5) образуют замкнутый контур. Протекание тока по этому контуру не оказывает никакого влияния на работу внешней (по отношению к ММ) схемы.

Отсутствие проблем «далёкой земли» у ММ LM358/MC/COM подтверждает сравнение результатов анализа схем, изображённых на рис. 28 и 31. Результаты анализа схемы рис. 31 представлены на рис. 32.

Размытость кривых на этом рисунке объясняется следующим: величины, полученные в результате анализа, настолько малы, что они соизмеримы с уровнями «цифрового шума» ЭВМ, обусловленного конечной разрядностью

представления чисел с плавающей запятой в программе PSpice и графическом постпроцессоре Probe. Так, в частности, из рис. 32 следует, что ток $I(V_{float})$ не превышает величины 10^{-13} А (!), а коэффициент ослабления схемой «плавающего» напряжения в худшем случае составляет $-223,6$ дБ, то есть схема подавляет «плавающее» напряжение как минимум в $1,5 \times 10^{11}$ раз.

Второй способ модификации схем с «плавающим» ОУ, представленным ММ Бойля, рассмотрим на примере проблемной схемы (рис. 16). Для модификации схемы рис. 16 необходимо выполнить следующие действия:

- в окне PSpice Schematics выделить графический символ ОУ DA1b;
- последовательно выбрать опции меню Edit и Model...;
- в открывшемся окне Edit Model нажать кнопку Edit Instance Model (Text)...;
- в открывшемся окне Edit Model Text отредактировать четыре строки описания ММ ОРА132/BB-X в соответствии с данными:

EGND	99	\$G_COM	POLY(2)
(3, \$G_COM)	(4, \$G_COM)	0	.5 .5
GA	6	\$G_COM	11 12 402.0E-6
GCM	\$G_COM	6 10 99	4.020E-9
VB	9	\$G_COM	DC 0

- закрыть окно Edit Model Text нажатием кнопки ОК;
- дважды щёлкнуть мышью по проводнику, соединяющему общую точку источников питания V_{s1b} , V_{s2b} с точкой соединения резисторов R_{1b} , R_{2b} , и в открывшемся окне Set Attribute Value набрать строку: \$G_COM;
- закрыть окно Set Attribute Value нажатием кнопки ОК.

Узловые напряжения, полученные в результате анализа модифицированной схемы, полностью совпадают с соответствующими узловыми напряжениями схем рис. 1а, 1в, 1г, а это означает, что результаты моделирования модифицированной схемы рис. 1б соответствуют действительности.

Моделирование динамики тока потребления ОУ

Рассмотрим работу схемы, изображённой на рис. 33, полагая ток источника I1 равным нулю.

Управляемые источники F1, F2, F3 являются повторителями тока, поскольку они имеют единичные коэффициенты K_i передачи тока. По пути к

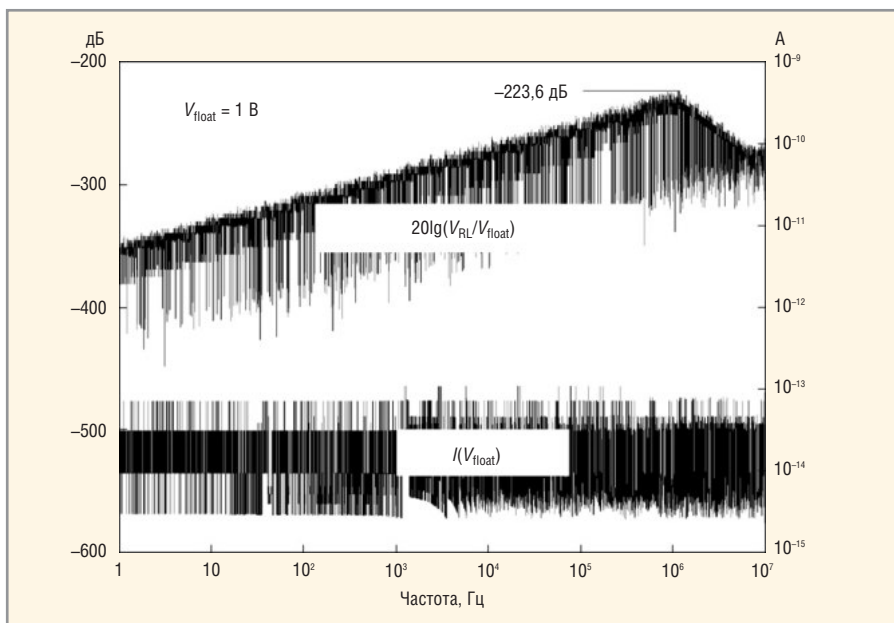


Рис. 32. Результаты анализа модифицированной схемы (рис. 31)

нагрузке выходной ток I_{RL} ОУ DA1 протекает через сенсор повторителя тока F1, и, следовательно, ток такой же величины протекает в выходной цепи ИТУТ F1. Очевидно, что если ток I_{RL} вытекает из ОУ DA1, то выходной ток ИТУТ F1 протекает через диод D1 и сенсор повторителя тока F2, что в свою очередь вызывает протекание тока I_{RL} в контуре: минусовой вывод источника питания VS1 («земля» схемы), источник питания VS1, выходной источник тока ИТУТ F2, «земля» схемы. Если ток I_{RL} втекает в ОУ DA1, то выходной ток ИТУТ F1 протекает через диод D2 и сенсор повторителя тока F3, что в свою очередь вызывает протекание тока I_{RL} в контуре: «земля» схемы, выходной источник тока ИТУТ F3, источник питания VS2, «земля» схемы. Из сказанного следует, что часть схемы, выделенная пунктирным прямоугольником, моделирует динамику тока потребления ОУ DA1. ОУ, представленный в схеме ММ Бойля, потребляет от каждого из источников VS1, VS2 постоянный ток I_Q , и, следовательно, результирующие токи источников питания соответствуют токам потребления реального ОУ, которые определяются формулами (31), (32). Для удобства практического использования рассмотренного технического решения моделирования динамики тока потребления ОУ необходимо часть схемы рис. 33, выделенную пунктирным прямоугольником, преобразовать в ММ. В описании указанной ММ имена узлов совпадают с именами узлов схемы рис. 33:

```
* Addition to OPA for Modeling
* Dynamic Isupply
.SUBCKT OPA_Isupply in out vsp
+vsm
+params: I0=0
Vsens1 in out 0.0
F1 0 a Vsens1 1.0
Vsens2 b 0 0.0
F2 vsp 0 Vsens2 1.0
Vsens3 0 c 0.0
F3 0 vsm Vsens3 1.0
I1 vsp vsm {I0}
D1 a b Dmod
D2 c a Dmod
.model Dmod D()
.ENDS OPA_Isupply
```

Выше (см. пример 3) мы установили, что при использовании в схеме рис. 3 макромодели OP-37/LT результаты моделирования оказываются неверными. Схема, приведённая на рис. 34, отличается от схемы рис. 3 только наличием дополнительного функционального блока A1, который является графическим символом ММ OPA_Isupply.

Результаты анализа схемы рис. 34 корректны (совпадают с результатами анализа схемы рис. 3 для случая

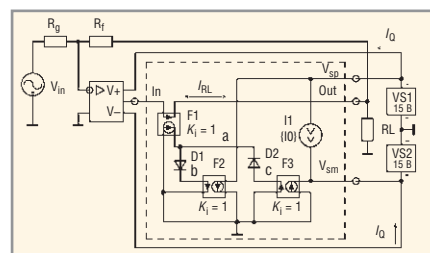


Рис. 33. Схема, моделирующая динамику тока потребления ОУ

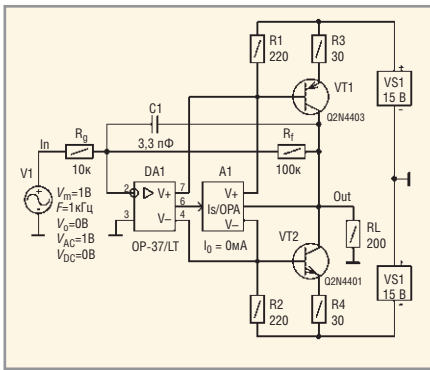


Рис. 34. Скорректированная схема рис. 3

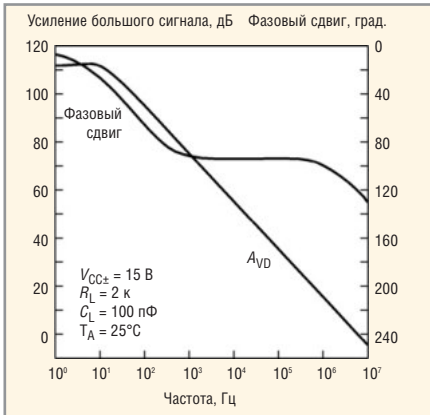


Рис. 35. Графики АЧХ и ФЧХ ОУ семейства TLE2141/2/4

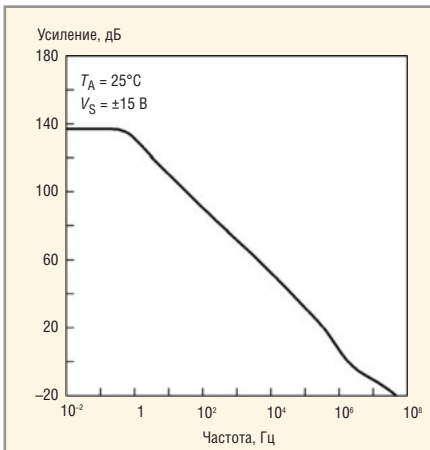


Рис. 36. График АЧХ ОУ LT1169

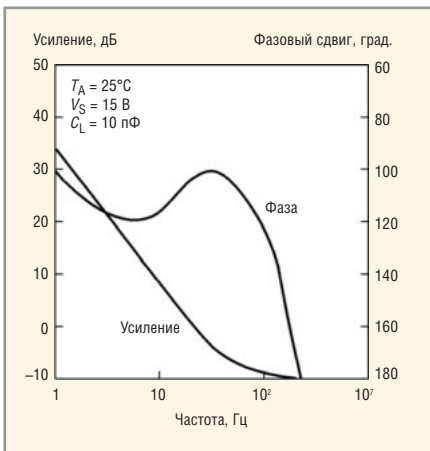


Рис. 37. Детализированные в ВЧ-диапазоне АЧХ и ФЧХ ОУ LT1169

использования в ней более совершенной ММ OP-37/AD). Параметр I_0 макромодели OPA_I_{supply} позволяет задавать и оперативно изменять величину постоянного тока, вытекающего в вывод $V+$ и вытекающего из вывода $V-$ блока A1. Это обеспечивает дополнительную гибкость использования ММ OPA_I_{supply} . Выше отмечалось, что ММ Бойля неточно моделирует изменения тока I_Q , обусловленные изменениями напряжений питания ОУ и температуры. В схемах, подобных схеме рис. 34, параметр I_0 макромодели OPA_I_{supply} позволяет оперативно задать поправку на величину тока I_Q ММ ОУ: при $I_0 > 0$ эквивалентное значение I_Q увеличивается на величину I_0 , а при $I_0 < 0$ – уменьшается.

НЕРАЗРЕШИМЫЕ ПРОБЛЕМЫ ММ Бойля

В предыдущем разделе было показано, что некоторые проблемы использования ММ Бойля могут быть успешно преодолены. Однако не существует простых способов устранения следующих её недостатков:

- ММ Бойля по причине двухполюсного характера её передаточной функции не позволяет точно моделировать АФЧХ современных широкополосных ОУ (в частности, ОУ с немонотонной ФЧХ);
- ММ Бойля не моделирует зависимость КОСС от частоты.

ММ Бойля достаточно точно моделирует частотные свойства реального ОУ, если частоты его полюсов и/или нулей передачи, не учитываемых ММ, в десять и более раз превышают частоту единичного усиления ОУ [1]. К сожалению, в технической документации не приводятся частоты полюсов/нулей передачи ОУ, и поэтому вывод о возможности использования ММ Бойля для моделирования каждого конкретного типа ОУ приходится делать на основании анализа графиков его АФЧХ, которые обычно приводятся в DataSheet. Здесь трудно дать однозначные рекомендации, но для того, чтобы ММ Бойля точно моделировала частотные свойства ОУ, зависимость фазового запаздывания ОУ от частоты должна обязательно иметь монотонный характер. ОУ TLE2141 является типичным примером усилителя, частотные свойства которого достаточно точно моделирует ММ Бойля. Графики АЧХ и ФЧХ ОУ семейства TLE2141/2/4, заимствованные из [22], изображены на рис. 35.

Большинство современных ОУ имеют классическую внутреннюю частотную компенсацию, которая осуществляется охватом емкостной ООС промежуточного каскада ОУ (конденсатор C1 в схеме на рис. 26). Выбор степени частотной компенсации является компромиссом между шириной полосы пропускания и запасом устойчивости ОУ по фазе: чем больше величина P_M запаса устойчивости, тем меньше частота F_T единичного усиления ОУ, и наоборот. В общем случае для ОУ с классической частотной компенсацией справедливо следующее утверждение: чем больше величина запаса устойчивости ОУ по фазе, тем точнее его частотные свойства моделируются ММ Бойля. Однако имеется ряд ОУ (OPA604, LT1169, OPA27 и др.), в которых используются более изощренные методы частотной компенсации, позволяющие поднять усиление ОУ на средних частотах. Эти способы частотной компенсации имеют свои достоинства, недостатки и специфические особенности. На графике (см. рис. 36) АЧХ ОУ LT1169 [23] хорошо видно, что на высоких частотах скорость спада усиления ОУ сначала увеличивается, а затем снова уменьшается.

Более детально АЧХ и ФЧХ ОУ LT1169 в представляющем наибольший интерес высокочастотном участке диапазона изображены на рис. 37.

Первое, что сразу бросается в глаза, – немонотонность ФЧХ. Усилители, реализованные на ОУ с немонотонными ФЧХ, при определённых условиях обладают интересным свойством – они имеют минимальный запас устойчивости по фазе при глубине ООС, меньшей единицы. Так, в частности, из рис. 37 следует, что неинвертирующий усилитель, реализованный на ОУ LT1169, имеет минимальный запас устойчивости по фазе, приблизительно равный 62° , при усилении $|T|_{дБ} \approx 15,6$ дБ (6 раз), и при этом частота среза усилителя находится в диапазоне значений 500...600 кГц. В то же время ОУ LT1169 в схеме повторителя напряжения (глубина ООС равна единице) имеет запас устойчивости по фазе порядка 77° и частоту среза, приблизительно равную 2 МГц. Из теории известно, что фазовое запаздывание минимально-фазовой цепи при увеличении частоты может уменьшаться (в некотором частотном диапазоне) только в том случае, если её передаточная функция наряду с полюсами реализует как минимум один нуль передачи. Сказанное позволяет сделать

следующий вывод: ММ Бойля, реализующая два полюса передачи, не может точно моделировать ОУ с немонотонной ФЧХ. И тем не менее, в библиотеке LTC.lib имеется ММ Бойля ОУ LT1169. На рисунке 38 приведены результаты тестирования АЧХ (кривая с меткой 1) и ФЧХ (кривая с меткой 3) этой ММ.

Сравнение этих кривых с соответствующими кривыми рис. 37 показывает следующее:

- частоты единичного усиления реального ОУ и ММ LT1169 различаются приблизительно в 2,5 раза (!);
- ошибка моделирования фазового запаздывания ОУ в диапазоне частот 300...1000 кГц превышает 25°;
- ММ достаточно точно моделирует запас устойчивости ОУ по фазе.

Можно предположить, что разработчик ММ LT1169, отчётливо понимая ограниченность возможностей ММ Бойля, принял вполне осознанное решение использовать эти возможности для точного моделирования АЧХ на низких частотах (меньших 200 кГц) и запаса устойчивости ОУ по фазе. При этом точность моделирования АФЧХ на высоких частотах была принесена в жертву ради достижения указанных выше целей.

Возникает крайне интересный вопрос: сколько полюсов и нулей должны быть реализованы в ММ для того, чтобы она удовлетворительно моделировала частотные свойства ОУ LT1169 во всём рабочем диапазоне частот? Ответ на поставленный вопрос был получен путём параметрической оптимизации [20] АФЧХ предельно упрощённой (линейной) ММ ОУ. По данным, снятым с графиков рис. 36 и 37, были составлены таблицы желаемых значений АЧХ и ФЧХ ОУ LT1169. Цель оптимизации – минимизация величин среднеквадратических отклонений фактических значений АЧХ и ФЧХ ММ от их желаемых значений. В процессе оптимизации про-

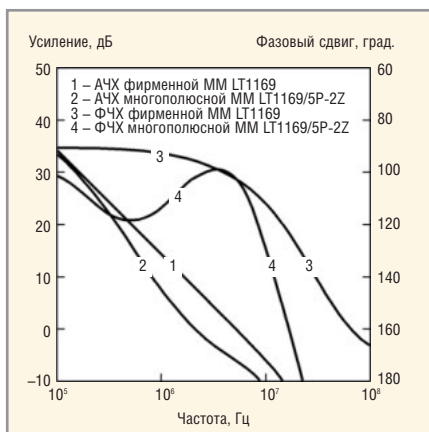


Рис. 38. Результаты тестирования АЧХ и ФЧХ ММ ОУ LT1169

грамме Optimizer [20] разрешалось варьировать величины частот всех полюсов и нулей ММ, а также величину её усиления на постоянном токе.

Задача решалась в несколько этапов. На первом оптимизировались АЧХ и ФЧХ ММ ОУ, реализующей три полюса и один нуль передачи. Затем, если результаты оптимизации оказывались неудовлетворительными, ММ усложнялась (увеличивалось на единицу количество реализуемых ею полюсов или нулей), и снова выполнялась процедура оптимизации. В конечном итоге удовлетворительные результаты были получены при реализации ММ ОУ пяти полюсов и двух нулей передачи. Достигнутые результаты (АЧХ и ФЧХ оптимизированной ММ LT1169/5P-2Z) изображены на рис. 38 (кривые с метками 2 и 4), а полученные в процессе оптимизации частоты полюсов и нулей передаточной функции ММ приведены в таблице 5.

В рабочем диапазоне частот 0...F_T кривые АЧХ и ФЧХ ОУ LT1169 и многополюсной ММ LT1169/5P-2Z практически совпадают. Общий же вывод из сказанного таков: для точного моделирования частотных свойств ОУ в диапазоне частот 0...F_T его ММ должна обеспечивать возможность реализации нескольких (в общем случае произвольного количества) полюсов и нулей передачи. Указанным требованиям отвечает более совершенная МПЗ ММ ОУ, рассматриваемая в следующем разделе.

На рис. 39 изображена типичная зависимость КОСС ОУ от частоты (КОСС ОУ μ A741 [24]). Совершенно очевидно, что ошибка моделирования КОСС ОУ μ A741 в случае использования ММ Бойля равна нулю в диапазоне частот 0...100 Пц, но быстро увеличивается при дальнейшем увеличении частоты.

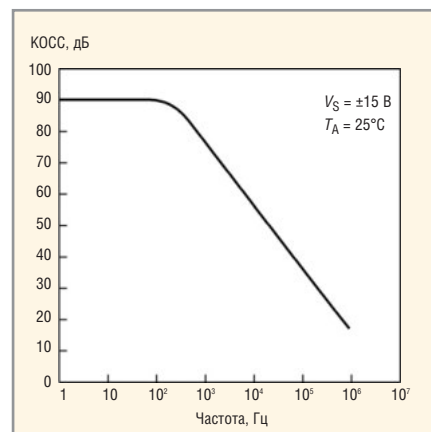


Рис. 39. Типичная зависимость КОСС ОУ μ A741 от частоты

На частотах 10 кГц, 100 кГц и 1 МГц величины указанной ошибки превышают соответственно 30, 50 и 70 дБ. Вывод: при использовании ММ Бойля результаты моделирования КОСС ОУ на высоких частотах оказываются неверными (слишком оптимистичными). Более совершенная МПЗ ММ адекватно моделирует КОСС во всём рабочем диапазоне частот ОУ.

(Окончание следует)

ЛИТЕРАТУРА

16. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. Учебное пособие для вузов. М.: Советское радио, 1976. С. 36–37.
17. Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники. В 2-х т. Т. 1. М., Л.: Энергия, 1966. С. 216–220.
18. The Monolithic Operational Amplifier: A Tutorial Study, Application Note AN-A, National Semiconductor Corp. 1995. P. 8–13.
19. μ A741, μ A741Y General-Purpose Operational Amplifiers. Production Data Information SLOS094A. Texas Instruments Inc. November 1970. Revised January 1992.
20. Разевиг В.Д. Система проектирования OrCAD 9.2. М.: Солон-Р, 2001. С. 146–150, 351–352.
21. High Speed FET-Input Operational Amplifiers OPA132, OPA2132, OPA4132 Product Data Sheet. PDS-309B. Burr-Brown Corp., 1995.
22. TLE214x, TLE214xA Excalibur Low-Noise High-Speed Precision Operational Amplifier. Production Data Information. SLOS183B, Texas Instruments Inc., February 1987. Revised April 2004.
23. Dual Low Noise, Picoampere Bias Current, JFET Input Op Amp LT1169. Data Sheet 1169fa. Rev. A. Linear Technology Corp., 1994.
24. General Purpose Operational Amplifier μ A741/ μ A741C/SA741C. Product specification. 1994, Aug 31. Philips Semiconductors. ©

Таблица 5. Особые точки АЧХ ММ

Особая точка АФЧХ ММ	Частота особой точки
Полюс № 1	$F_{P1} = 1,706090$ Гц
Полюс № 2	$F_{P2} = 329,7890$ кГц
Нуль № 1	$F_{Z1} = 974,4775$ кГц
Нуль № 2	$F_{Z2} = 3,891036$ МГц
Полюс № 3	$F_{P3} = 9,825908$ МГц
Полюс № 4	$F_{P4} = 19,78345$ МГц
Полюс № 5	$F_{P5} = 19,78438$ МГц

Эволюция SPICE-совместимых макромоделей операционных усилителей (часть 3)

Сергей Лозицкий (г. Брянск)

В заключительной части статьи подробно рассматривается MPZ-макромодель ОУ, приводятся её достоинства и недостатки в сравнении с ММ Бойля. Дается краткий анализ фирменных ММ основных производителей ОУ.

MPZ-макромодель ОУ

Анализ схемы замещения MPZ макромоделли ОУ

Функциональная схема MPZ ММ ОУ изображена на рис. 40. В схеме MPZ ММ нет ни одной точки, соединенной с глобальной аналоговой землей (узлом 0), и поэтому все напряжения в схеме ММ отсчитываются относительно опорного напряжения V_H , формируемого блоком ФОпН, а ток нагрузки ММ, протекающий через её вывод Out, замыкается через выводы питания ВыхК, шины питания ММ и внешние источники питания.

Моделирование частотных свойств ОУ в MPZ ММ базируется на концепции использования «строительных блоков» (build-up technique) [9]. Суть её заключается в том, что для моделирования АФЧХ ОУ используется произвольное количество унифицированных БМЧХ, каждый из которых имеет единичный коэффициент передачи на постоянном токе и в общем случае реализует один вещественный полюс и один вещественный нуль передачи. Каждый (i -й) БМЧХ характеризуется двумя параметрами: частотой полюса $F_{P\text{БМЧХ}i}$ и частотой нуля $F_{Z\text{БМЧХ}i}$. В зависимости от соотношения величин $F_{P\text{БМЧХ}i}$ и $F_{Z\text{БМЧХ}i}$ различают три следующих типа БМЧХ:

1. P-БМЧХ, когда нуль передачи находится в бесконечности: $F_{Z\text{БМЧХ}i} = \infty$, и, следовательно, БМЧХ реализует одиночный вещественный полюс передачи;
 2. PZ-БМЧХ, если выполняется условие $F_{P\text{БМЧХ}i} < F_{Z\text{БМЧХ}i}$;
 3. ZP-БМЧХ, если выполняется условие $F_{P\text{БМЧХ}i} > F_{Z\text{БМЧХ}i}$.
- АЧХ всех типов БМЧХ изображены на рис. 41.

В формировании АЧХ MPZ ММ также принимают участие ВхДК и УсК (каждый из них реализует вещественный полюс передачи), и поэтому результирующий коэффициент усиления малого дифференциального сигнала имеет следующий вид:

$$A_{VD}(jF) = \frac{V_{IND}(jF)}{V_{OUT}(jF)} = \underbrace{\frac{1}{1 + j\frac{F}{F_{P\text{ВхДК}}}}}_{\text{ВхДК}} \underbrace{\frac{A_{VO}}{1 + j\frac{F}{F_{P\text{УсК}}}}}_{\text{УсК}} \underbrace{\frac{1 + j\frac{F}{F_{Z\text{БМЧХ}1}}}{1 + j\frac{F}{F_{P\text{БМЧХ}1}}}}_{\text{БМЧХ №1}} \times \dots \times \underbrace{\frac{1 + j\frac{F}{F_{Z\text{БМЧХ}N}}}{1 + j\frac{F}{F_{P\text{БМЧХ}N}}}}_{\text{БМЧХ №N}} \quad (33)$$

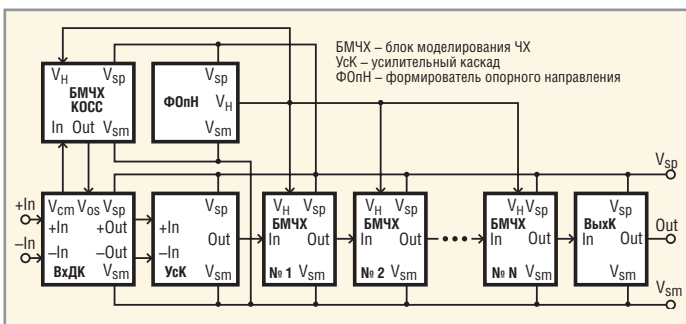


Рис. 40. Функциональная схема макромоделли MPZ

В формуле (33): A_{VO} – коэффициент усиления ММ на постоянном токе, $F_{P\text{ВхДК}}$ и $F_{P\text{УсК}}$ – частоты полюсов, реализуемых соответственно ВхДК и УсК.

Принципиальные схемы

всех функциональных блоков, входящих в MPZ ММ ОУ (с n-p-n ВJT на входе), а также их взаимные связи изображены на рис. 42, 43, 44.

Сравнение схем ММ Бойля и MPZ показывает, что их сходство ограничивается схемами ВхДК. Однако и схемы ВхДК имеют некоторые различия. ВхДК MPZ ММ отличается от ВхДК ММ Бойля в следующем:

- разность входных токов ОУ моделируется с помощью отдельного источника тока I_{OS} ;
- напряжение смещения ОУ моделируется при помощи полиномиального ИНУН E_{OS} , который используется также и для моделирования КОСС ОУ;
- конденсатор C_{ind} моделирует дифференциальную составляющую входной ёмкости ОУ;
- во входном каскаде MPZ ММ отсутствует ёмкость C_{ee} , с помощью которой в ММ Бойля удаётся смоделировать различные величины максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения ОУ;
- между входами ММ подключен делитель напряжения, реализованный на резисторах R1, R2, которые имеют равные сопротивления. Выходное напряжение V_F этого делителя равно полусумме входных напряжений V_{+IN} и V_{-IN} схемы замещения ОУ:

$$V_F = 0,5(V_{+IN} + V_{-IN}). \quad (34)$$

ФОпН представляет собой делитель напряжения, реализованный на резисторах R7, R8, имеющих равные сопротивления. Выходное напряжение V_H этого делителя равно полусумме напряжений V_{SP} и V_{SM} , присутствующих на шинах питания ММ:

$$V_H = 0,5(V_{SP} + V_{SM}). \quad (35)$$

Напряжения на внешних выводах ММ, а также напряжения V_F и V_H на вну-

тренных узлах ММ, определяемые формулами (34), (35), отсчитываются от уровня глобальной «земли» PSpice, то есть относительно узла с именем «0», которому в схеме соответствует графический символ заземления. Однако в схеме MPZ ММ (как, впрочем, и в реальном ОУ) нет ни одного заземлённого узла. Это означает, что процессы, протекающие в схеме ММ, не зависят от абсолютных величин напряжений (отсчитываемых от узла «0») на её внешних выводах, а определяются исключительно разностями этих напряжений. Это означает также, что в принципе можно анализировать работу схемы MPZ ММ, отсчитывая напряжения относительно любого её узла. Однако анализ схемы ММ существенно упрощается, если её узловые напряжения отсчитываются относительно выходного напряжения V_H ФОпН. Так, например, если ММ «плавает» относительно глобальной аналоговой «земли» схемы, то отсчёт узловых напряжений ММ относительно напряжения V_H в процессе анализа её схемы избавляет нас от необходимости учитывать величину «плавающего» напряжения V_{FLOAT} (величина этого напряжения не влияет на результаты анализа работы схемы ММ). Покажем, что напряжение V_F , отсчитанное относительно уровня напряжения V_H , равно напряжению V_{CM} синфазного входного сигнала ММ. Из (34) и (35) следует, что:

$$V_F - V_H = 0,5(V_{+IN} + V_{-IN}) - 0,5(V_{SP} + V_{SM}).$$

Правая часть этого выражения совпадает с правой частью выражения (15), определяющего уровень синфазного входного напряжения ОУ и, следовательно,

$$V_{CM} = V_F - V_H. \quad (36)$$

Реализация схем всех БМЧХ и УсК базируется на схемной конфигурации, изображённой на рис. 45.

Далее полагаем, что схема на рис. 45, а также схемы всех БМЧХ, БМЧХ КОСС и УсК отвечают следующим требованиям:

$$Y_{T1} = Y_{T2} = Y_T, \\ Z_1(S) = Z_2(S) = Z(S).$$

Схема на рис. 45 обладает следующими свойствами:

- при $V_{IN} > 0$ равные по величине токи источников G1 и G2 втекают в

узел OUT схемы и вытекают из него – в противном случае;

- при $V_{IN} = 0$ выходные токи источников G1, G2 равны нулю, и, следовательно, через сопротивления Z1, Z2 протекает постоянный ток:

$$I_{Z0} = \frac{V_{SP} + V_{SM}}{2Z(0)},$$

а выходное напряжение схемы равно опорному напряжению:

$$V_{OUT0} = 0,5(V_{SP} + V_{SM}) = V_H. \quad (37)$$

При $V_{IN} = 0$ выходное напряжение базовой схемы (рис. 45) в случае его отсчёта от уровня опорного напряжения V_H тождественно равно нулю:

$$V_{OUT0H} = V_{OUT0} - V_H = V_H - V_H = 0.$$

Передаточная функция базовой схемы определяется выражением:

$$T(S) = \frac{V_{OUT}(S) - V_H(S)}{V_{IN}(S)} = \frac{V_{OUTH}(S)}{V_{INH}(S)} = Y_T Z(S). \quad (38)$$

В схеме БМЧХ КОСС сопротивление $Z(S) = R9 + SL_1$. В результате подстановки этого значения $Z(S)$ в (38) получаем:

$$T_{БМЧХ\ КОСС}(S) = Y_{TG1}(R9 + SL_1). \quad (39)$$

На вход БМЧХ КОСС поступает напряжение V_{CM} , и поэтому его выходное напряжение равно $V_{CM} T_{БМЧХ\ КОСС}$

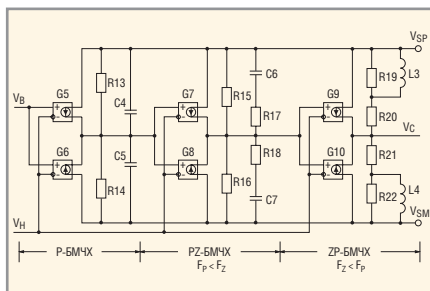


Рис. 43. Схемы БМЧХ макромоделей MPZ

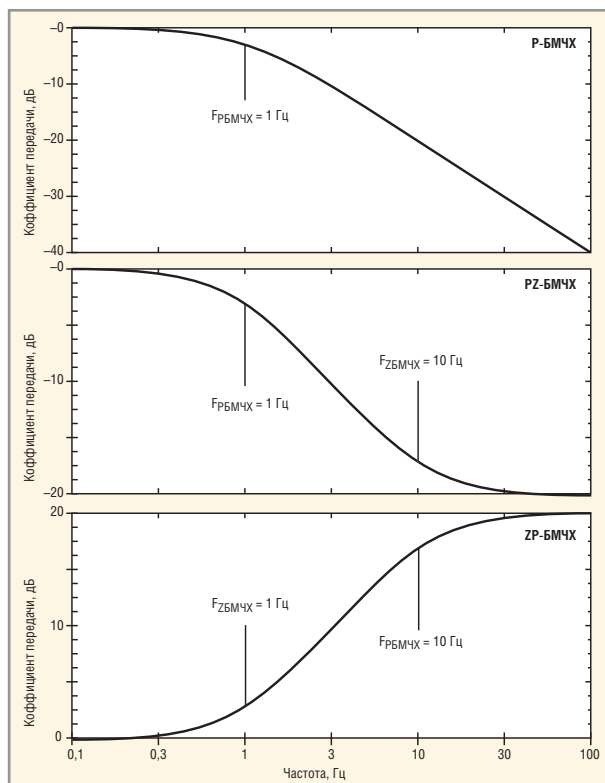


Рис. 41. АЧХ всех типов БМЧХ

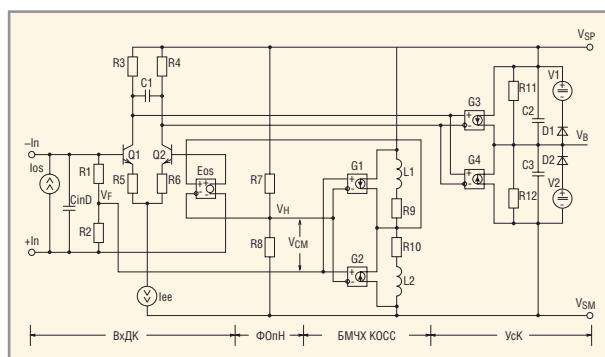


Рис. 42. Схемы ВхДК, ФОпН, БМЧХ КОСС и УсК макромоделей MPZ

КОСС. Это напряжение, в свою очередь, поступает на управляющий вход ИНУН E_{OS} с единичным коэффициентом передачи напряжения. Выход источника E_{OS} включен последовательно с источником дифференциального входного сигнала ММ ОУ, а это означает, что выходное напряжение равно $V_{CM} T_{БМЧХ\ КОСС}$ суммируется с входным дифференциальным напряжением ВхДК. Из ска-

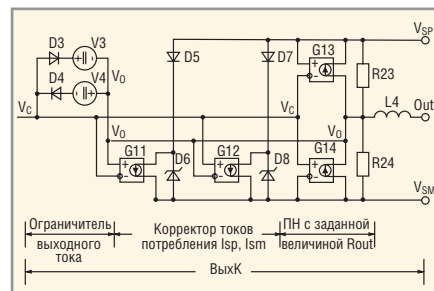


Рис. 44. Схема ВыхК макромоделей MPZ

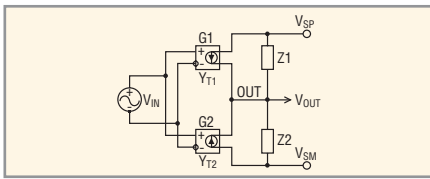


Рис. 45. Базовая схема БМЧХ и УсК

званного следует, что в MPZ MM син- фазное напряжение $V_{CM}(S)$ преобра- зуется в эквивалентное дифферен- циальное напряжение $V_{CM}(S)T_{БМЧХ КОСС}(S)$. С учётом (24) выражение для КОСС MPZ MM записывается в следу- ющем виде:

$$CMRR(S) = \frac{A_{VD}(S)}{A_{VCM}(S)} = \frac{1}{T_{БМЧХ КОСС}(S)} = \frac{1}{Y_{TG1}(R_9 + S L_1)}. \quad (40)$$

Из (40) следует, что зависимость КОСС от частоты с точностью до по- стоянного множителя совпадает с АЧХ фильтра НЧ первого порядка, ко- торый реализует полюс передачи с частотой:

$$F_{PCMR} = \frac{R_9}{2\pi L_1}. \quad (41)$$

На постоянном токе величина КОСС определяется выражением:

$$CMRR_{av}(0) = 20 \lg \left(\frac{1}{Y_{TG1} R_9} \right). \quad (42)$$

На частотах, превышающих часто- ту полюса F_{PCMR} , величина КОСС MPZ MM уменьшается со скоростью 20 дБ на каждую декаду увеличения частоты. Вывод: *MPZ MM точно моде- лирует типичную зависимость (по- добную изображённой на рис. 39) КОСС ОУ от частоты.*

Теперь рассмотрим работу УсК (см. рис. 42). Он выполняет пять функций:

- преобразует дифференциальное выходное напряжение ВхДК в на- пряжение V_B , которое отсчитывает- ся относительно опорного нап- ряжения V_H ;
- моделирует усиление A_{VO} ОУ на по- стоянном токе;
- реализует доминирующий (самый низкочастотный) полюс передаточ- ной функции ОУ;
- моделирует ограничение выходно- го напряжения ОУ;
- осуществляет точную «подгонку» (под паспортные данные ОУ) вели- чины постоянного тока I_Q , потребляемого ОУ в режиме холостого хо- да выхода.

УсК может работать в одном из двух режимов: линейном, когда дио- ды D1, D2 находятся в закрытом со- стоянии, или в нелинейном режиме ограничения выходного напряже-

ния V_B , когда один из диодов D1, D2 находится в проводящем состоянии. Ограничение выходного напряже- ния на уровнях:

$$V_{B \text{ LIM MAX}} = V_{SP} + V_{FWD D1} - V_{V1}, \\ V_{B \text{ LIM MIN}} = V_{SM} + V_{FWD D2} - V_{V2}$$

осуществляется с помощью диодов D1, D2 и источников постоянного на- пряжения V1, V2. В линейном режиме работы частота полюса, реализуемо- го УсК, и его усиление на постоянном токе определяются выражениями:

$$F_{PycK} = \frac{1}{2\pi R_{11} C_2}, \quad (43)$$

$$A_{VO} = Y_{TG3} R_{11}. \quad (44)$$

Рассмотрим механизм ограничения на заданном уровне максимальной скорости S_R нарастания/спада выход- ного напряжения УсК. Предположим, что на входы ВхДК (см. рис. 42) воз- действует большой перепад диффе- ренциального напряжения. В этом случае один из транзисторов ВхДК, предположим, Q1, оказывается за- крытым, а весь ток источника I_{EE} протекает через транзистор Q2. Очевидно, что при этом выходное напряжение ВхДК скачком возрастает до максимально возможной ве- личины:

$$V_{OUT \text{ MAX ВхДК}} = I_{EE} R_C. \quad (45)$$

где $R_C = R_3 = R_4$. Перепад напряжения $V_{OUT \text{ MAX ВхДК}}$ поступает на вход УсК. Для того чтобы определить реакцию УсК на указанный входной сигнал, необходимо учесть следующее обсто- ятельство: начиная с частоты F_P УсК доминирующего полюса моделируемо- го ОУ логарифмическая АЧХ УсК спадает со скоростью 20 дБ на декаду частоты, и, следовательно, УсК явля- ется интегратором напряжения входного сигнала. Частота F_1 , на ко- торой усиление интегратора равно единице, и постоянная времени τ_1 интегратора определяются выраже- ниями:

$$F_1 = F_P \text{ УсК} A_{VO},$$

$$\tau_1 = R_{11} C_2 = \frac{1}{2\pi F_1}.$$

Известно, что если в нулевой мо- мент времени входное напряжение интегратора скачком возрастает от нуля до величины $V_{OUT \text{ MAX ВхДК}}$, то его

выходное напряжение нарастает по линейному закону:

$$V_B(t) = \frac{V_{OUT \text{ max ВхДК}}}{\tau_1} t.$$

Теперь несложно определить мак- симальную скорость изменения вы- ходного напряжения УсК:

$$S_R = \frac{dV_B(t)}{dt} = \frac{V_{OUT \text{ max ВхДК}}}{\tau_1} = 2\pi F_{PycK} A_{VO} V_{OUT \text{ max ВхДК}}.$$

Величины F_P УсК и A_{VO} являются мо- делируемыми параметрами ОУ, поэто- му получить желаемую величину S_R можно только таким выбором параме- тров компонентов ВхДК, при которых выполняются следующие условия:

$$V_{OUT \text{ max ВхДК}} = \frac{S_R}{2\pi F_{PycK} A_{VO}},$$

$$A_{VD \text{ max ВхДК}} = 1.$$

С учётом (45) и (5) – (10) эти выра- жения приводятся к следующему виду:

$$I_{EE} R_C = \frac{S_R}{2\pi F_{PycK} A_{VO}}, \quad (46)$$

$$\frac{R_C}{R_E + 2\phi_T / I_{EE}} = 1. \quad (47)$$

В формуле (47) $R_E = R_5 = R_6$ (рис. 42). Решая систему уравнений (46), (47) относительно переменных R_C , R_E и учитывая, что при температуре 27°C величина температурного потенциа- ла $\phi_T \approx 0,02586$ В, получаем формулы, позволяющие рассчитать сопротивле- ния резисторов ВхДК:

$$R_C = \frac{S_R}{2\pi F_{PycK} A_{VO} I_{EE}} = \frac{S_R \tau_1}{I_{EE}}, \quad (48)$$

$$R_E = R_C - \frac{2\phi_T}{I_{EE}} \approx R_C - \frac{0,517}{I_{EE}}. \quad (49)$$

Для упрощения процедуры расчёта величина тока I_{EE} обычно выбирается из ряда значений 1 мкА, 10 мкА, 100 мкА, 1 мА. ВхДК MPZ MM должен отвечать всем требованиям, предъявляемым к ВхДК MM Бойля. Выполнение этих тре- бований наряду с дополнительным ог- раничением (48) является непростой задачей. Разработчики MPZ MM в от- дельных случаях используют нетради- ционные способы её решения. Так, в частотности, в MM ОРА37М/ВВ (см. описание MM в файле burr-brn.lib) используются резисторы R5, R6 с отри- цательными сопротивлениями (PSPice допускает использование отрицатель- ных величин сопротивлений, емкостей и индуктивностей). Полностью снять все проблемы ВхДК, связанные с необ- ходимостью выполнения условия (48),

позволяет использование в схеме MPZ MM дополнительного (второго) УСК. Примером модифицированной MM, в которой используется дополнительный УСК, является MM OP-200/AD (см. описание MM в файле anlg_dev.lib). В некоторых MPZ MM (например, в MM OP-61/AD) используются дополнительные УСК, коэффициенты усиления которых не зависят от частоты (в схемах таких УСК отсутствуют конденсаторы).

При расчёте схем БМЧХ (рис. 43) мы исходим из того, что известны частоты всех полюсов и нулей передачи, реализуемых этими блоками, а их коэффициенты передачи на постоянном токе равны 1. Стандартная процедура расчёта БМЧХ, используемая в фирменных MPZ MM, предполагает, что проводимости передачи всех ИТУН равны 10^{-6} Ом^{-1} . Будем использовать указанные величины передаточных проводимостей источников и в схеме рис. 43:

$$Y_{TG5} = Y_{TG6} = \dots = Y_{TG10} = 10^{-6} \text{ Ом}^{-1}.$$

Очевидно, что коэффициенты передачи БМЧХ на постоянном токе равны 1, если выполняется условие:

$$R_{13} = R_{14} = R_{15} = R_{16} = R_{20} = R_{21} = R = 10^6 \text{ Ом}.$$

Номиналы других элементов БМЧХ рассчитываются по формулам, приведённым в табл. 5.

ВыхК, схема которого изображена на рис. 44, моделирует:

- выходное сопротивление ОУ;
- ограничение выходного тока ОУ;
- динамику токов потребления ОУ от источников питания.

ИТУН G13, G14 и резисторы R23, R24 образуют схему, которая при выполнении условий:

$$Y_{TG13} = Y_{TG14} = Y_{TG13,G14},$$

$$R_{23} = R_{24} = R_{23,24} = \frac{1}{Y_{TG13,G14}}.$$

является повторителем напряжения, выходное сопротивление которого определяется выражением:

$$R_{OUT} = R_{23} \parallel R_{24} = 0,5R_{23,24}. \quad (50)$$

Справедливость сказанного иллюстрируют результаты PSpice-анализа повторителя напряжения в случае его работы в режиме холостого хода выхода (рис. 46а), а также в случае, когда его выход нагружен резистором RL (рис. 46б).

На рис. 46 указаны токи ветвей и выходные напряжения повторителя, полученные в результате анализа схем. Результаты анализа повторителя, работающего в режиме холостого хода выхода, показывают следующее:

- входное и выходное напряжение повторителя равны, т.е. коэффициент его передачи равен 1;
- токи, протекающие через ИТУН G1a и резистор R1a, равны по величине. Первый из этих токов втекает в источник питания VS1a, а второй – вытекает из него, и поэтому результирующий ток источника VS1a равен 0. Сказанное относится и к токам компонентов G2a, R2a, VS2a.

В схеме рис. 46б через нагрузочный резистор RL протекает ток 10 мА, в результате выходное напряжение повторителя уменьшается («подсаживается») с 10 до 9 В. Следовательно, величина выходного сопротивления R_{OUT} повторителя равна 100 Ом, т.е. совпадает с величиной R_{OUT} , рассчитанной по формуле (50). В результате протекания тока через нагрузочный резистор RL ток резистора R1b увеличивается на 5 мА (по сравнению с током резистора R1a), а ток резистора R2b уменьшается на такую же величину. Указанные приращения токов протекают через источники питания ОУ: из плюсового вывода источника VS1b и минусового вывода источника VS2b вытекают токи величиной 5 мА. Ток, протекающий через нагрузку повторителя напряжения, распределяется поровну между источниками питания ОУ. Выше было показано, что в реальном ОУ ток нагрузки всегда протекает только через один из источников питания: через источник, подключенный к плюсовой шине питания ОУ, если ток нагрузки вытекает из ОУ, или через источник, подключенный к минусовой шине, если ток нагрузки втекает в ОУ. Вывод: повторитель напряжения, входящий в состав ВыхК MPZ MM, неадекватно моделирует динамику тока потребления ОУ. Анализ схемы (рис. 46б) показывает, что для того, чтобы она адекватно моделировала токи, потребляемые от источников VS1b, VS2b, достаточно между шинами питания схемы включить управляемый источник корректирующего тока, величина которого определяется выражением:

$$I_{correct} = 0,5|I_{LOAD}|, \quad (51)$$

где: I_{LOAD} – ток нагрузки повторителя напряжения.

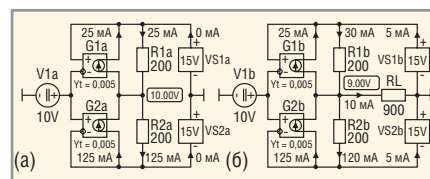


Рис. 46. Узловые напряжения и токи ветвей повторителя напряжения ВыхК макромоделли MPZ

В схеме ВыхК MPZ MM (см. рис. 44) функцию источника корректирующего тока выполняет часть схемы, в состав которой входят ИТУН G11, G12, диоды D5, D7 и стабилитроны D6, D8. Входы управления источников G11, G12 включены параллельно и противофазно, а их передаточные проводимости равны: $Y_{TG11} = Y_{TG12} = Y_{TG11,G12}$. Разность входного напряжения V_C ВыхК и выходного напряжения V_O повторителя равна падению напряжения на внутреннем (выходном) сопротивлении R_{OUT} повторителя:

$$V_C - V_O = I_{LOAD}R_{OUT}, \quad (52)$$

и, следовательно,

$$I_{LOAD} = \frac{V_C - V_O}{R_{OUT}}.$$

Разность напряжений V_C и V_O является управляющим напряжением ИТУН G11, G12, и, следовательно:

$$I_{G12} = -I_{G11} = (V_C - V_O)Y_{TG11,G12} = I_{LOAD}R_{OUT}Y_{TG11,G12}.$$

При выполнении условия:

$$Y_{TG11,G12} = \frac{0,5}{R_{OUT}} = \frac{1}{R_{23,24}}$$

токи источников G11, G12 равны:

$$I_{G12} = -I_{G11} = 0,5I_{LOAD}.$$

Таким образом, вне зависимости от направления тока нагрузки ВыхК через один из диодов D5, D7 и один из источников G11, G12 всегда протека-

Таблица 5. Формулы для расчёта номиналов элементов БМЧХ

Тип БМЧХ	Расчётные формулы
Р-БМЧХ	$C_4 = C_5 = \frac{10^{-6}}{2\pi F_P}$
РZ-БМЧХ	$R_{17} = R_{18} = \frac{10^6}{F_Z / F_P - 1}; C_6 = C_7 = \frac{1}{2\pi F_Z R_{17}}$
ZP-БМЧХ	$R_{19} = R_{20} = 10^6(F_P / F_Z - 1); L_3 = L_4 = \frac{R_{19}}{2\pi F_P}$

ет ток $0,5I_{LOAD}$, или, иными словами, через корректор токов потребления от шины положительного питания к шине отрицательного питания протекает ток $0,5|I_{LOAD}|$, что, собственно, в соответствии с (51), и требуется для корректного моделирования токов потребления ВыхК. Стабилитрон D6 обеспечивает путь протекания тока ИТУН G11 в те его полупериоды, когда он вытекает из вывода источника, соединенного с катодами диодов D5, D6. Сказанное в полной мере относится к стабилитрону D8 и источнику G12. Очевидно, что напряжение пробы (параметр V_B модели диода) стабилитронов должно быть несколько больше максимально допустимой величины размаха питающих напряжений моделируемого ОУ.

Постоянный ток I_Q , потребляемый ММ в режиме холостого хода выхода, имеет несколько составляющих:

$$I_Q = I_{EE} + I_{0G3,G4} + \frac{V_{SP} - V_{SM}}{R_7 + R_8} + \frac{N(V_{SP} - V_{SM})}{2 \times 10^6},$$

где: $I_{0G3,G4} = I_{0G3} = -I_{0G4}$ – постоянная составляющая тока, протекающего через полиномиальные ИТУН G3 и G4; N – суммарное количество БМЧХ и УСК, используемых в схеме ММ.

Вариацией величин $I_{0G3,G4}$ и $R_7 = R_8$ можно получить желаемую величину тока I_Q при некоторых фиксированных величинах питающих напряжений, а также желаемый наклон зависимости I_Q от величины размаха питающих напряжений.

Моделирование ограничения выходного тока ВыхК осуществляется путём шунтирования повторителя напряжения ВыхК нелинейным двухполосником, проводимость которого существенным образом зависит от приложенного к нему напряжения. Нелинейный двухполосник (ограничитель выходного тока) реализован на диодах D3, D4 и источниках постоянного напряжения V3, V4. Ограничитель тока подключен между входом и выходом повторителя напряжения, а это означает, что к нему прикладывается напряжение, равное падению напряжения на внутреннем сопротивлении R_{OUT} повторителя напряжения. Величина этого падения напряжения зависит от тока нагрузки ВыхК и определяется выражением (52). Когда ВыхК работает в режиме холостого хода выхода, ограничитель тока находится в непроводящем состоянии, поскольку диоды D3, D4

смещены в обратном направлении напряжениями источников V3 и V4 соответственно. Однако при некоторой предельной величине тока нагрузки I_{LOAD} ВыхК падение напряжения на внутреннем сопротивлении R_{OUT} повторителя напряжения становится достаточным для смещения одного из диодов D3, D4 в прямом направлении, то есть для перевода ограничителя тока в проводящее состояние. В этом случае ток с выхода БМЧХ (к которому подключен ВыхК) начинает протекать через ограничитель тока в нагрузку ВыхК, то есть в обход повторителя напряжения. БМЧХ имеет весьма большое выходное сопротивление (сотни кОм и более), и поэтому даже очень незначительный ток нагрузки его выхода вызывает существенное уменьшение выходного напряжения V_C БМЧХ. В свою очередь, уменьшение входного напряжения V_C ВыхК вызывает уменьшение тока нагрузки I_{LOAD} ММ ОУ. Таким образом, ток нагрузки ВыхК ограничивается на уровне, соответствующем появлению незначительного прямого тока диода D3 или D4. Для ограничения вытекающего и втекающего токов ММ ОУ на желаемых уровнях $I_{OPA\ LIM\rightarrow}$ и $I_{OPA\ LIM\leftarrow}$ необходимо задать следующие величины напряжений источников V3 и V4:

$$V_{V3} = V_{OPA\ LIM\rightarrow} R_{OUT} - V_{FWD\ D3},$$

$$V_{V4} = V_{OPA\ LIM\leftarrow} R_{OUT} - V_{FWD\ D4},$$

где: $V_{FWD\ D3} = V_{FWD\ D4} \approx 0,61$ В – падения напряжений на прямосмещённых диодах D3, D4.

В типичном реальном ОУ выходной каскад представляет собой эмиттерный повторитель, реализованный на комплементарных биполярных транзисторах (см. рис. 26). Известно [25], что эмиттерный повторитель имеет индуктивный характер выходного сопротивления, и, следовательно, его выходное сопротивление возрастает при увеличении частоты сигнала. Для моделирования типичного увеличения выходного сопротивления ВыхК на высоких частотах в состав ММ ОУ включена индуктивность L4. Величину этой индуктивности рекомендуется [9] подбирать методом проб и ошибок в процессе тестирования ММ на малых импульсных сигналах при ёмкостном характере нагрузки. Критерием правильности выбора номинала индуктивности L4 является

наилучшее соответствие величин выброса (overshoot) выходного напряжения ММ и реального ОУ при одинаковых нагрузках их выходов.

Описание MPZ ММ ОУ некоторых ОУ фирмы Analog Devices и результаты их тестирования приведены в [26 – 28].

Недостатки MPZ-макромодели ОУ

Выше уже отмечалось, что ММ Бойля и MPZ ММ имеют во многом схожие схемы ВхДК. Естественным следствием указанной схожести является то обстоятельство, что некоторые недостатки ММ Бойля, обусловленные свойствами ВхДК, унаследовала и MPZ ММ ОУ:

- MPZ ММ (так же, как и ММ Бойля) в общем случае не моделирует эффекты, связанные с выходом входных напряжений ОУ за пределы регламентированных значений;
- MPZ ММ (так же, как и ММ Бойля) при большом уровне входного синфазного сигнала неадекватно моделирует поведение ОУ, в схемах которых предусмотрены специальные меры защиты, исключающие реверс фазы выходного напряжения.

Следует особо отметить, что MPZ ММ имеет один недостаток, который отсутствует в ММ Бойля – MPZ ММ не моделирует асимметрию максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения, поскольку в схеме замещения ММ отсутствует конденсатор, шунтирующий источник тока I_{EE} (или I_{SS}) ВхДК (в схеме ММ Бойля этот конденсатор имеет обозначение C_{EE} или C_{SS}).

Ещё один существенный недостаток MPZ ММ заключается в том, что она не моделирует синфазную составляющую входной ёмкости ОУ. Возникает закономерный вопрос: почему разработчики MPZ ММ отказались от моделирования синфазных входных ёмкостей ОУ? Казалось бы, для моделирования синфазной ёмкости входа ОУ достаточно подключить к нему один вывод конденсатора, а второй вывод этого конденсатора подключить к ...? И вот здесь возникает вопрос: к какому узлу схемы MPZ ММ следует подключить второй вывод конденсатора, моделирующего синфазную ёмкость входа ОУ? С определённой долей уверенности можно предположить, что разработчики MPZ ММ не нашли ответа на этот вопрос. Проблемы моделирования синфазных входных ёмкостей ОУ в MPZ

ММ обсуждаются в дополнительных материалах к статье, размещённых на сайте журнала.

СРАВНЕНИЕ НЕКОТОРЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ТЕСТИРОВАНИЯ ММ Бойля и MPZ

В библиотеке `burr_brn.lib` компонентов фирмы Burr-Brown (эта фирма вошла в состав Texas Instruments, но торговая марка Burr-Brown сохранилась) ОУ ОРА27 представлен как макромоделю Бойля (ОРА27/ВВ), так и MPZ-макромоделю (ОРА27М/ВВ). Наличие двух ММ одного и того же ОУ позволяет сопоставить результаты тестирования этих ММ, а также сравнить их с данными Datasheet [29]. На рис. 47 изображены графики АЧХ и ФЧХ макромоделей ОУ, а также указаны частоты их единичного усиления и запаса устойчивости по фазе.

Переходные характеристики, полученные в результате тестирования схем повторителей напряжения, в которых использовались указанные ММ, приведены на рис. 48.

Сравнение полученных результатов анализа с данными [29] позволяет сделать следующий вывод: MPZ ММ существенно точнее (по сравнению с ММ Бойля) моделирует основные частотные и временные параметры реального ОУ. Интересные и наглядно сопоставимые результаты анализа ряда схем, в которых ОУ представлены макромоделями Бойля и MPZ, приведены в [9, 30].

МОДИФИЦИРОВАННАЯ СХЕМА MPZ ММ

В результате анализа классической схемы MPZ ММ можно сделать следующие выводы:

- «двухэтажные» схемы БМЧХ и УсК неоправданно усложнены (являются избыточными);
- принципы работы повторителя напряжения ВыхК ММ и двухтактного эмиттерного повторителя реального ОУ не имеют ничего общего. Это затрудняет анализ схемы ВыхК и делает необходимым включение в его состав громоздкой схемы корректора токов потребления.

В принципе для реализации полюса, нуля или полюсно-нулевой пары передаточной функции ММ ОУ достаточно половины («одного» этажа) схемы соответствующего БМЧХ. Разработчики ММ ОУ нашли и успешно

используют схемные решения, позволяющие отказаться от избыточности БМЧХ и УсК. В дополнительных материалах к статье приведены схемы макромоделей LF351/NS и AD817/AD, в которых используются БМЧХ и УсК минимальной сложности. Неудовлетворённость разработчиков макромоделей ОУ схемой ВыхК проявляется в частом использовании различных её модификаций, которые обычно различаются реализациями схемы корректора токов потребления (см. схему ВыхК ММ AD817/AD на сайте журнала). Интересную схему ВыхК имеют MPZ ММ многих ОУ National Semiconductor, и в частности, ММ LF351/NS (см. сайт журнала). Эта схема имеет ряд несомненных достоинств:

- повторитель напряжения ВыхК реализован всего на одном ИНУН и одном резисторе, моделирующем выходное сопротивление ММ ОУ;
- все управляемые источники ВыхК имеют единичные и, что даже более важно, фиксированные коэффициенты передачи, величины которых (в отличие от схемы классического ВыхК) не изменяются при вариациях величины выходного сопротивления ММ ОУ.

Недостатки схемы ВыхК ММ LF351/NS традиционны:

- сложность схемы корректора токов потребления, в состав которой входят два ИТУТ, два диода и два источника постоянного напряжения;
- принцип работы схемы ВыхК ни в коей мере не отражает процессы, протекающие в выходном каскаде реального ОУ.

Вариант модифицированной MPZ ММ ОУ, который автору представляется оптимальным, изображён на рис. 49 (предполагается, что в общем случае в схеме может использоваться произвольное количество БМЧХ).

Модифицированная MPZ ММ отличается от классической (см. рис. 42 – 44) следующими моментами:

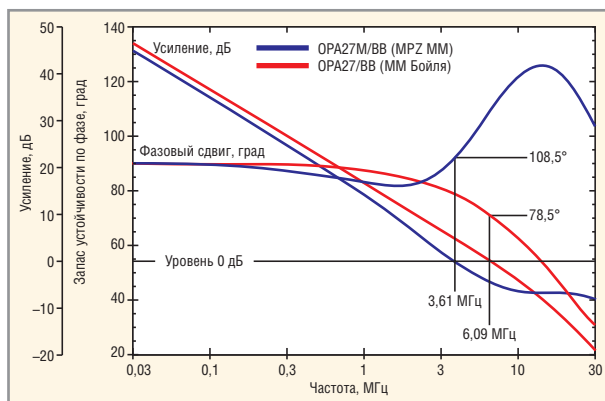


Рис. 47. АЧХ и ФЧХ двух макромоделей ОУ ОРА27

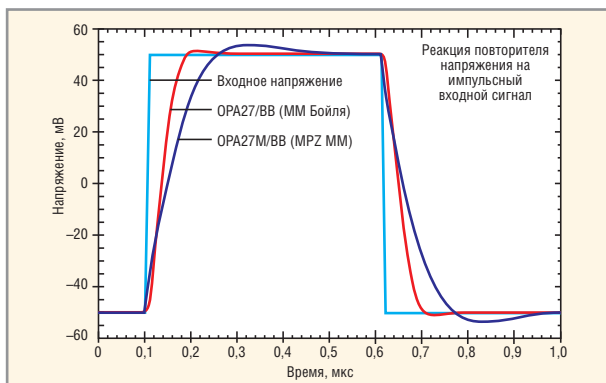


Рис. 48. Результаты моделирования отклика повторителя напряжения на импульсный входной сигнал

- ВхДК модифицированной ММ за счёт использования конденсаторов $C_{cm1} - C_{cm4}$ моделирует синфазную составляющую входной ёмкости ОУ;
- в модифицированной ММ используются БМЧХ и УсК минимальной сложности;
- в модифицированной ММ используется новая схема ВыхК.

Следует заметить, что приведённые выше методики расчёта ВхДК и БМЧХ классической ММ применимы и к указанным блокам модифицированной ММ. Процедуры расчёта УсК классической и модифицированной ММ отличаются только в части задания пороговых напряжений на ограничительных диодах D1, D2. В схеме на рис. 49 для задания указанных напряжений используются полиномиальные ИНУН ELP и ELM, входные и выходные напряжения которых связаны соотношением:

$$V_{OUT} = P_0 + P_1 V_{IN} = P_0 + V_{IN}$$

Величины полиномиальных коэффициентов P_0 ELP, P_0 ELM источников, при которых обеспечиваются заданные уровни $V_{P\ OUT\ LIM}$, $V_{M\ OUT\ LIM}$ ограничения выходного напряже-

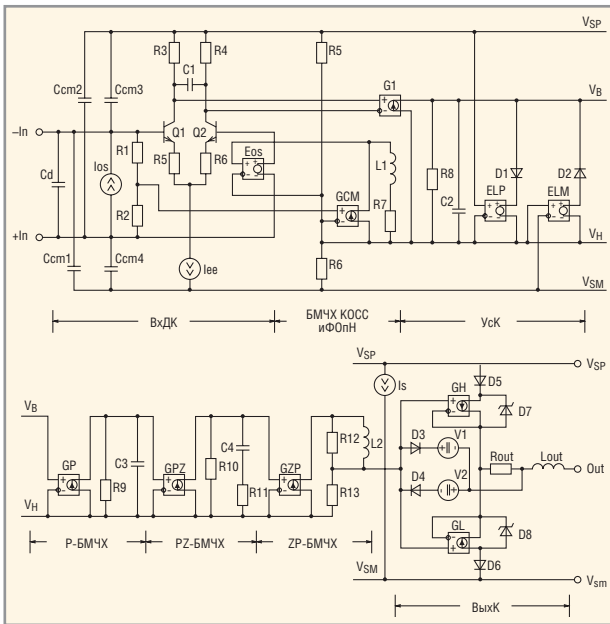


Рис. 49. Схема модифицированной макромодели MPZ

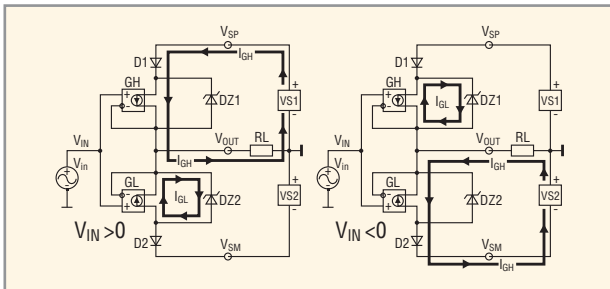


Рис. 50. Схемы, поясняющие принцип работы ВыхК модифицированной макромодели MPZ

ния ММ ОУ (или заданные уровни напряжений $V_{SAT P}$, $V_{SAT M}$ насыщения выхода ММ ОУ), рассчитываются по формулам:

$$P_{0 ELP} = -(V_{SP} - V_{P OUT LIM} + V_{FWD D1}) = -(V_{SAT P} + V_{FWD D1}),$$

$$P_{0 ELM} = V_{M OUT LIM} - V_{SM} + V_{FWD D1} = V_{SAT M} + V_{FWD D2}.$$

Многие фирменные ММ (AD712/AD, AD817/AD, LF351/NS, LF358/NS и др.), в которых используются БМЧХ и УсК минимальной сложности («одноэтажные» схемы блоков), неправильно моделируют токи потребления ОУ, если он работает в режиме ограничения выходного напряжения. Когда в схеме ММ AD817/AD (см. дополнительные материалы на сайте журнала) напряжение неинвертирующего входа ВхДК существенно превышает напряжение инвертирующего входа, через ИТУН G1 протекает ток, приблизительно равный 1 мА. Этот ток замыкается по контуру: «земля» ММ, ИТУН E_{REF} , ИТУН G1, диод D1, исто-

чник напряжения V1, шина положительного питания, источник положительного питания, внешняя «земля». Когда УсК ограничивает выходное напряжение на максимальном уровне, ток, потребляемый ММ AD817/AD от источника положительного питания, уменьшается на 1 мА. При смене полярности входного сигнала на 1 мА уменьшается ток, потребляемый ММ от источника отрицательного питания. У ММ AD712/AD приращение токов потребления, обусловленное переходом УсК в режим ограничения напряжения, равны 100 мА (!). В предлагаемой ММ (рис. 49) переход УсК в режим ограничения напряжения не вызывает изменения токов потребления, поскольку ток ИТУН G1 замыкается либо через

диод D1 и ИТУН ELP, либо через диод D2 и ИТУН ELM. В ММ LF351/NS/My (см. сайт журнала) можно использовать два варианта реализации цепи ограничения напряжения. В первом варианте для ограничения напряжения используются ключи, управляемые напряжением, а во втором – полиномиальные ИТУН и диоды (альтернативный вариант цепи ограничения напряжения «выключен» из описания ММ знаками «*» комментария).

Вернёмся к схеме на рис. 49. Принцип работы ВыхК поясняет рис. 50, на котором жирными линиями показаны контуры и направления протекания токов ИТУТ GH и GL для случаев, когда входной сигнал имеет положительную и отрицательную полярность.

Полагаем, что в ВыхК используются идентичные ИТУТ, т.е. выполняется условие:

$$Y_{T GH} = Y_{T GL} = Y_T.$$

В любой момент и при любой величине входного напряжения V_{IN} через

каждый из ИТУТ GH и GL протекают равные токи, величины которых определяются выражением:

$$I_{GH} = I_{GL} = I_G = (V_{IN} - V_{OUT})Y_T. \quad (53)$$

При выполнении условия $V_{IN} - V_{OUT} > 0$ направления токов источников GH, GL совпадают с направлениями стрелок в их графических обозначениях. Таким образом, при $V_{IN} > 0$ ток источника GH протекает через сопротивление R_L нагрузки, источник питания VS1 и диод D1, а ток источника GL замыкается через стабилитрон DZ2. При смене знака входного сигнала (при $V_{IN} < 0$) источники GH и GL как бы меняются ролями: ток I_{GH} протекает через стабилитрон DZ1, а ток I_{GL} – через диод D2, источник питания VS2 и нагрузку R_L . Сказанное позволяет сделать следующие выводы:

- напряжения V_{IN} и V_{OUT} имеют одинаковые знаки, или, другими словами, входной и выходной сигналы рассматриваемой схемы имеют одинаковые фазы (синфазны);
- токи источников GH и GL протекают через нагрузку R_L поочередно: при $V_{IN} > 0$ через нагрузку протекает ток I_{GH} , а при $V_{IN} < 0$ – ток I_{GL} .

Напряжение V_{OUT} на нагрузке связано с током I_G одного из источников GH, GL очевидным соотношением:

$$V_{OUT} = I_G R_L. \quad (54)$$

Подставляя (53) в (54), получаем:

$$V_{OUT} = (V_{IN} - V_{OUT})Y_T R_L.$$

Решая это уравнение относительно V_{OUT} , получаем:

$$V_{OUT} = V_{IN} \frac{Y_T R_L}{1 + Y_T R_L}.$$

Коэффициент передачи ВыхК:

$$A_V = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{Y_T R_L}{1 + Y_T R_L}. \quad (55)$$

Из формулы (55) следует, что при выполнении условия $Y_T \gg 1/R_L$ коэффициент передачи ВыхК приблизительно равен единице. Сопротивление нагрузки ВыхК минимально в режиме короткого замыкания выхода ММ ОУ. В этом случае ВыхК оказывается нагруженным на резистор R_{OUT} , который моделирует выходное сопротивление ОУ (см. рис. 49). Таким образом, $R_{L MIN} = R_{OUT}$. Из сказанного следует, что коэффициент передачи ВыхК

практически равен единице и не зависит от сопротивления внешней нагрузки ММ, если выполняется условие:

$$Y_{T_{ГОИ}} = Y_{T_{ГОЛ}} = Y_T \geq \frac{1000}{R_{OUT}}$$

На практике величину Y_T удобно выбирать из ряда значений $10^3, 10^4, 10^5$. Так, например, если $R_{OUT} = 10$ Ом и $Y_T = 10^4$, то при изменении сопротивления нагрузки ММ от нуля (режим короткого замыкания выхода) до бесконечности (режим холостого хода выхода) величина коэффициента A_V передачи ВыхК гарантированно находится в диапазоне значений 0,99999...1.

Напряжения пробоя V_Z стабилитронов D7, D8 должны быть не менее размаха питающих напряжений:

$$V_Z \geq V_{SP} - V_{SM}$$

Для ММ ОУ с напряжениями питания ± 15 В можно рекомендовать использовать следующую модель стабилитрона:

.model DZ D(IS=1e-15 Vv=40)

Следует особо подчеркнуть, что принцип работы рассмотренной схемы ВыхК очень похож на принцип работы двухтактного повторителя напряжения, реализованного на комплементарных транзисторах. Часть схемы ВыхК, в которую входят ИТУН GH, диод D5 и стабилитрон D7, формально можно рассматривать как идеализированный безынерционный МОП-транзистор с каналом n-типа, а компоненты GL, D6, D8 формально можно рассматривать как r-канальный МОП-транзистор. У этих транзисторов зависимость тока I_D стока от напряжения V_{GS} затвор-исток определяется выражением:

$$I_D = \begin{cases} 0 & \text{при } V_{GS} \leq 0; \\ V_{GS} Y_T & \text{при } V_{GS} > 0. \end{cases}$$

Указанные эквивалентные транзисторы образуют двухтактный повторитель напряжения, который потребляет от источников питания такие же токи, как и повторитель напряжения ВыхК реального ОУ. Именно поэтому в новой схеме ВыхК отпадает необходимость в использовании схемы корректора токов потребления ММ.

Результаты проведённого выше анализа схемы ограничителя выход-

ного тока классической МПЗ ММ полностью применимы и к ограничителю выходного тока (диоды D3, D4 и источники напряжения V1, V2) модифицированной ММ. Источник постоянного тока I_S позволяет осуществить точную подгонку величины статического тока I_Q потребления ММ под паспортные данные моделируемого ОУ.

КРАТКИЙ ОБЗОР МАКРОМОДЕЛЕЙ ОУ НЕКОТОРЫХ ПРОИЗВОДИТЕЛЕЙ

Макромодели ОУ Burr-Brown

В библиотеке ОУ burr_brn.lib представлены макромоделями четырёх уровней [11]:

- Уровень 1: классическая ММ Бойля;
- Уровень 2: улучшенная ММ Бойля (в имени ММ имеется суффикс «Е», например, OPA111E/BB);
- Уровень 3: классическая МПЗ ММ (в имени ММ имеется суффикс «М», например, OPA27M/BB);
- Уровень 4: упрощённая ММ транзисторного уровня (в имени ММ имеется суффикс «Х», например, OPA620X/BB).

ММ первого и третьего уровней подробно рассмотрены выше. ММ второго уровня отличается от классической ММ Бойля следующими усовершенствованиями [11]:

- улучшенные ММ ОУ моделируют дифференциальную и синфазную составляющие входной ёмкости ОУ;
- ММ второго уровня моделируют динамику токов, потребляемых ОУ от источников питания, а также более точно моделируют зависимость постоянной составляющей тока I_Q потребления ОУ от размаха питающих напряжений;
- некоторые улучшенные ММ (OPA111E/BB, OPA234E/BB и др.) моделируют шумы ОУ;
- улучшенные ММ ОУ с полевыми транзисторами на входе более точно моделируют входные токи ОУ;
- улучшенные ММ (OPA77E/BB, OPA27E/BB и др.) моделируют одно-резистивную цепь защиты входа ОУ, в том случае, разумеется, когда такая цепь имеется в схеме моделируемого ОУ.

Четыре варианта улучшенной схемы ММ, соответствующих различным типам транзисторов ВхДК, приведены в [11].

ММ четвёртого уровня используются для моделирования сверхбыстродействующих ОУ OPA620, OPA640

и ряда других. Схемы ММ ОУ упрощённого транзисторного уровня приведены в [11].

Макромодели ОУ Analog Devices

В библиотеке anlg_dev.lib используется значительное количество типов и модификаций ММ, детально рассмотреть которые в рамках журнальной статьи не представляется возможным. В целом же о ММ можно сказать следующее. Все ММ моделируют многополюсный характер передаточной функции ОУ, зависимость КОСС от частоты и динамику токов потребления ОУ. Следует заметить, что, к сожалению, некоторые ММ неадекватно моделируют токи потребления в том случае, когда ОУ работает в режиме ограничения выходного напряжения. Многие ММ моделируют шумы ОУ. Практически все ММ моделируют дифференциальную составляющую входной ёмкости ОУ, однако синфазную составляющую этой ёмкости моделирует очень незначительная часть ММ. В дополнительных материалах к статье анализируется работа ММ AD817/AD и AD822/AD.

Макромодели ОУ National Semiconductor

В библиотеке nat_semi.lib схемы ММ ОУ с ВJT и JFET на входе (за исключением схем ММ быстродействующих ОУ серии LM71xx) в целом соответствуют схемам ММ LF351/NS и LM358/NS, которые рассмотрены в дополнительных материалах к статье. Схемы ММ некоторых ОУ имеют незначительные различия. Так, например, схемы ММ LF441/NS, LM6265/NS имеют на входе конденсаторы, которые моделируют синфазную составляющую входной ёмкости, а ММ LM6161/NS имеет более сложную схему выходного каскада. Схемы ММ и особенности моделирования CMOS ОУ фирмы National Semiconductor рассмотрены в [31].

Макромодели ОУ Linear Technology

ММ всех низкочастотных ОУ с ВJT и JFET на входе являются модификациями ММ Бойля. Схемы ММ LT1012/LT, LT1097/LT отличаются от схемы классической ММ Бойля наличием на входе защитных диодов [32]. Более сложную схему ограничения входного напряжения [33] имеют ММ LT1013/LT, LT1413/LT и

некоторые другие. В ММ ряда ОУ (LF355, LF412, LT1022 и др.) используется оригинальное схемное решение [34] реализации значительно различающихся величин максимальных скоростей нарастания и спада выходного напряжения ОУ. В библиотеках `lin_tech.lib`, `LTC.lib` широко используется модифицированная ММ Бойля, которая рассматривается в дополнительных материалах к статье на сайте журнала на примере ММ LT1169/LTC. Для моделирования быстродействующих ОУ (серия LT12xx, LT1360 и др.) используется модификация ММ Бойля, которая позволяет реализовать несколько полюсов и нулей передаточной функции ОУ.

Макромодели ОУ Motorola

Все ОУ в библиотеке `motoramp.lib` представлены классическими ММ Бойля.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Создать ММ, которая абсолютно точно имитирует работу реального ОУ, невозможно в принципе (натура всегда сложнее модели). В этой связи крайне важно, чтобы схемотехник отчётливо понимал, в какой мере используемая ММ адекватна той функции, которую выполняет ОУ в конкретной анализируемой схеме. Так, например, использование ММ Бойля недопустимо (по крайней мере, без принятия специальных мер, рассмотренных в предыдущих разделах) в следующих случаях:

- моделируемый ОУ вместе с его источниками питания «плавает» относительно «земли» анализируемой схемы;
- функционирование анализируемой схемы зависит от текущих величин (мгновенных значений) токов, потребляемых ОУ от источников питания.

Однако в подавляющем большинстве практических схем общая точка источников питания ОУ соединена с «землёй» схемы, а выводы питания ОУ подключены непосредственно к выводам источников питания, имеющих низкое внутреннее сопротивление. При анализе таких схем вполне могут использоваться макромодели Бойля, если, разумеется, препятствием для их применения не являются ограничения, связанные с точностью моделирования

АЧХ и КОСС ОУ. Кстати, точность (и даже сам факт) моделирования КОСС не имеет существенного значения, если неинвертирующий вход ОУ соединён с общим проводником анализируемой схемы и, следовательно, уровень синфазного сигнала на входах ОУ близок к нулю. Если заведомо известно, что в анализируемой схеме уровни выходного напряжения и тока ОУ не превышают соответствующих паспортных величин, то вполне можно использовать ММ, которая не моделирует ограничение выходного тока и напряжения ОУ. Если предварительные прикидочные расчёты показывают, что в анализируемой схеме гарантированно не может быть превышена максимальная скорость изменения выходного напряжения ОУ, то допустимо использование ММ, которая не моделирует ограничение скорости нарастания/спада выходного напряжения ОУ. Если в моделируемой схеме ОУ нагружен на ёмкость значительной величины, то крайне важно, чтобы ММ точно моделировала выходное сопротивление ОУ. Перечисление подобных «если» можно продолжать ещё очень долго. Решать вопрос о возможности использования той или иной ММ ОУ в каждом конкретном случае, а также оценивать величины максимальных ошибок моделирования, обусловленных неидеальностью ММ, должен схемотехник. Знание возможностей и параметров ММ ОУ, а также здравый смысл и опыт разработчика – необходимые и достаточные условия получения достоверных результатов моделирования схемы.

Получить объективную информацию о параметрах и особенностях ММ ОУ можно в процессе её всестороннего тестирования (к сожалению, рамки журнальной статьи не позволяют обсудить методики, схемы и сценарии тестирования ММ ОУ – это тема отдельного разговора).

Существует ещё один веский довод в пользу необходимости тестирования ММ ОУ. В разработке огромного количества ММ ОУ принимает участие множество людей. А люди, как известно, иногда совершают ошибки. Чтобы не быть голословным, приведу один пример. Тестирование выходного сопротивления ОУ, представленных макромоделями LT1055/LT, LT1056/LT, LT1169/LT, LT1022/LT (и

ряда других, входящих в состав библиотек `lin_tech.lib`, `LTC.lib`), даёт совершенно неожиданный результат: на частотах, превышающих 1...3 кГц, указанные ММ имеют выходное сопротивление, приблизительно равное 1 Ом. Типовые паспортные величины выходных сопротивлений ОУ LT1055 и LT1056 равны соответственно 60 и 45 Ом. К счастью, устранить причины столь значительных расхождений результатов тестирования ММ и паспортных данных ОУ несложно (как это сделать, показано на примере ММ LT1169/LT в дополнительных материалах к статье).

Рассмотренные выше ММ Бойля и MPZ ориентированы на моделирование ОУ, имеющих классическую структуру, которая предполагает, что на входе ОУ используется транзисторный балансный каскад, а на выходе – повторитель напряжения, реализованный на комплементарных ВJT (см. рис. 26). Для ОУ, имеющих классическую структуру, в общем случае характерны следующие ограничения:

- ОУ работает правильно и обеспечивает заданную величину КОСС только в том случае, если синфазное напряжение на его входах находится в регламентированном диапазоне значений, ограниченном величинами $V_{CM\ MIN}$, $V_{CM\ MAX}$, которые отвечают следующим условиям:

$$V_{SP} - V_{CM\ MAX} > (1...5) В;$$

$$V_{CM\ MIN} - V_{SM} > (1...5) В.$$

- размах выходного напряжения ОУ на 2...5 В меньше размаха питающих напряжений.

Однако в настоящее время на рынке имеется огромное количество типов ОУ, схемотехника которых позволяет в той или иной мере снять указанные ограничения. В ОУ с однополярным питанием (LT1006, OP-90, TLC270) размах входного и выходного напряжений ограничен снизу величиной напряжения V_{SM} . Входной и/или выходной сигнал так называемых Rail-to-Rail ОУ (AD822, ALD1702, MAX4130) может изменяться в полном диапазоне питающих напряжений. Очевидно, что схемы указанных типов ОУ имеют специфические особенности, которые должны учитывать их ММ. Так, в частности, оконечная ступень выходного каскада

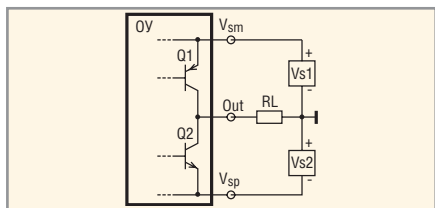


Рис. 51. Оконечная ступень выходного каскада биполярного Rail-to-Rail ОУ

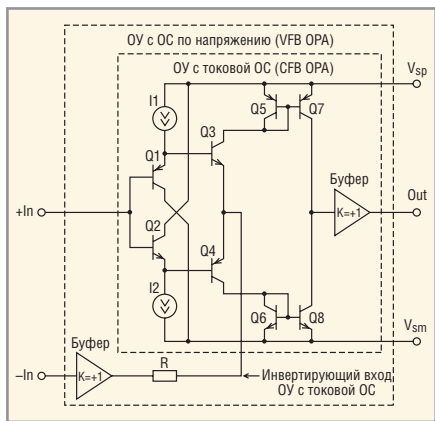


Рис. 52. Функциональная схема ОУ с ОС по напряжению, реализованного на базе ОУ с токовой ОС

биполярного Output Rail-to-Rail ОУ обычно имеет схему, изображенную на рис. 51.

Транзисторы Q1, Q2 включены по схеме с ОЭ, и, следовательно, выходной каскад, изображенный на рис. 51, имеет два принципиальных отличия от выходного каскада классического ОУ: во-первых, он имеет высокое выходное сопротивление, а во-вторых, его коэффициент передачи значительно больше единицы и существенным образом зависит от сопротивления R_L нагрузки ОУ. Особенности моделирования V_{out} по схеме рис. 51 рассматриваются в дополнительных материалах к статье на примере ММ Rail-to-Rail ОУ AD822. Здесь же только отметим, что выходной каскад ОУ AD822 моделируется на транзисторном уровне (в V_{out} используется 6 ВТТ).

В данной статье не рассматриваются ММ ОУ с токовой ОС (Current Feedback ОУ или сокр. CFB ОУ). Следует, однако, заметить, что превосходные динамические характеристики ОУ с токовой ОС [35] побудили разработчиков ИМС использовать их схемотехнические решения для реализации традиционных ОУ с ОС по напряжению (Voltage Feedback ОУ или VFB ОУ). Схемотехника высокоскоростных VFB ОУ LM7171, LT1813, CLC420 и ряда других соответствует функциональной схеме, изображенной на рис. 52.

Из рис. 52 следует, что для преобразования CFB ОУ в VFB ОУ достаточно в схему первого из них добавить буфер с единичным усилением и резистор. Новая схема ОУ (рис. 52) радикально отличается от традиционной схемы (рис. 26). Очевидно, что и процессы, протекающие в этих схемах, также имеют существенные отличия, которые не могут быть в полной мере учтены ММ Бойля и/или MPZ. Надо полагать, что именно поэтому высокоскоростные ОУ CLC420, CLC428, CLC440, схемотехника которых соответствует функциональной схеме рис. 52, моделируются по существу на упрощенном транзисторном уровне [36]. Достаточно сказать, что в схеме замещения ОУ CLC420 используется 16 транзисторов и 4 диода. Из сказанного следует, что моделирование специфических особенностей ОУ с нетрадиционной структурой обеспечивается за счёт существенного усложнения их схем замещения.

Анализ литературных источников и библиотек ММ ведущих производителей ОУ позволяет сделать вывод о том, что в настоящее время прослеживается устойчивая тенденция усложнения ММ ОУ. Сегодня многие быстродействующие ОУ (серия THS40xx, серия CLC4xx и др.) моделируются на упрощенном транзисторном уровне. Однако, как говорится, мы это уже проходили: в первых САПР ОУ также моделировались на транзисторном уровне. Основная цель, которую ставили перед собой разработчики первой ММ ОУ, заключалась в упрощении схемы замещения ОУ. Сегодня мы наблюдаем обратную картину – схемы макромоделей ОУ неуклонно усложняются. Так что – история развития ММ ОУ повернула вспять? Нет, конечно. Это не возвращение назад, это спираль эволюции ММ ОУ завершает очередной виток, начало которого было ознаменовано созданием ММ Бойля. Возвращение к сложным ММ ОУ происходит в принципиально новых условиях. За время, отделяющее сегодняшний день от момента создания ММ Бойля, коренным образом изменились инструментальные средства САПР. IBM PC-совместимые компьютеры используются для моделирования электронных схем уже более двадцати лет (в 1984 г. началось использование пакета программ Design Center компании MicroSim). Производительность сегодняшних ПК, работающих на гигагерцовых частотах, в сотни раз превышает производительность ПК IBM PC AT,

производство которого началось в середине 80-х годов прошлого столетия. На протяжении последних десятилетий темпы совершенствования средств вычислительной техники существенно превышали темпы повышения качества ММ аналоговых ИМС. В результате этого образовался значительный резерв возможностей совершенствования ММ ОУ и других аналоговых ИМС. Неизбежность широкого использования в ближайшем будущем 64-разрядных ПК открывает дополнительные возможности для разработки более сложных и совершенных ММ ОУ. На пути движения к совершенству конечная остановка не предусмотрена.

ЛИТЕРАТУРА

25. Полонников Д.Е. Операционные усилители: Принципы построения, теория, схемотехника. М.: Энергоатомиздат, 1983. С. 97, 122.
26. Buxton J. OP-42 Advanced SPICE Macro-Model. Application Note AN-117, Analog Devices.
27. Buxton J. OP-400 SPICE Macro-Model. Application Note AN-117, Analog Devices.
28. Buxton J. OP-470 SPICE Macro-Model. Application Note AN-132, Analog Devices.
29. Ultra-Low Noise Precision Operational Amplifiers OPA27, OPA37. Product Data-sheet PDS-466L. Burr-Brown Corporation, 1984.
30. Baker B. Operational Amplifier Macro-models: A Comparison, Application Bulletin AB-046. Burr-Brown Corporation, 1993.
31. Hindi D. A SPICE Compatible Macromodel for CMOS Operational Amplifiers. Application Note AN-856. National Semiconductor Corporation, September 1992.
32. Jung W. A SPICE Op Amp Macromodel for the LT1012. Design Note DN28. National Semiconductor Corporation, November 1989.
33. Jung W. An LT1013 and LT1014 Op Amp SPICE Macromodel. Design Note DN12. National Semiconductor Corporation, July 1988.
34. Jung W. LT1056 Improved JFET Op Amp Macromodel SLEWS Asymmetrically. Design Note DN43. National Semiconductor Corporation, January 1991.
35. Current Feedback Amplifier Theory and Applications, Application Note AN9420.1, Intersil Corporation, April 1995.
36. Schmid R. and Blake K. Simulation SPICE Models for Comlinear's Op Amps. Application Note OA-18, National Semiconductor Corporation, July, 1995.