

# 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

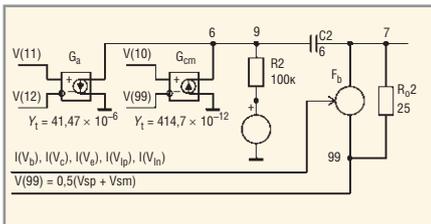


Рис. 12. Схема промежуточного каскада ММ Бойля

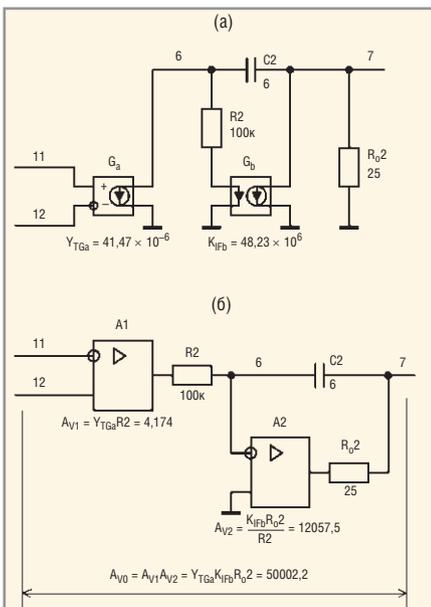


Рис. 13. Преобразования схемы ПрК

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  $C_2$ ,  $R_2$ ,  $R_{o,2}$ . 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:

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

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  $A_{VDP}(S)$ . 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  $\omega_{PI}$  передаточной функции ОУ с ну-

ренной частотной компенсацией обычно превышает частоту  $\omega_T$  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:

$$CMRR_{dB} \approx 20 \lg \frac{Y_{TGa}}{Y_{TGcm}} \quad (25)$$

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,

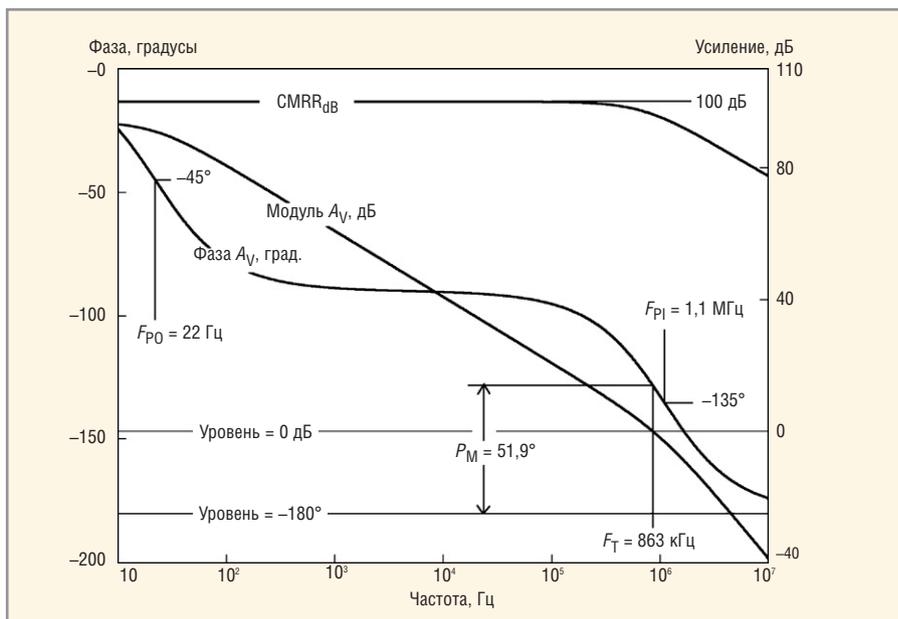


Рис. 14. Результирующие АЧХ, ФЧХ и зависимость коэффициента подавления синфазного входного сигнала от частоты для ММ LM358/МС

а затем интегрируется интегратором, реализованным на усилителе A2 и пассивных компонентах C2, R2, R<sub>02</sub>. 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-

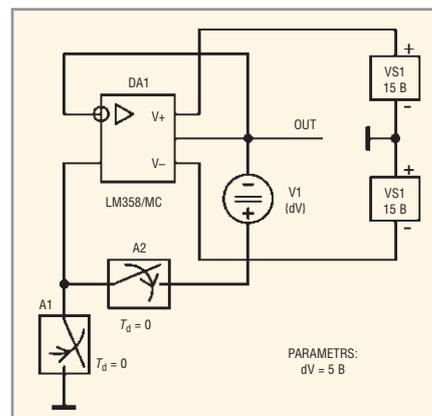


Рис. 15. Схема тестирования скорости изменения выходного напряжения ММ Бойля

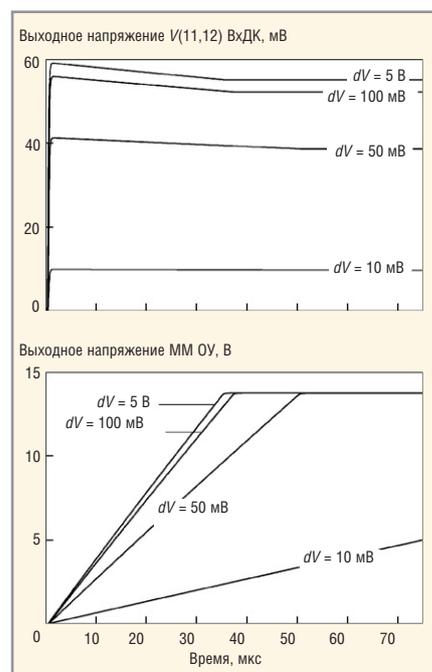


Рис. 16. Результаты анализа схемы при варьировании  $dV$

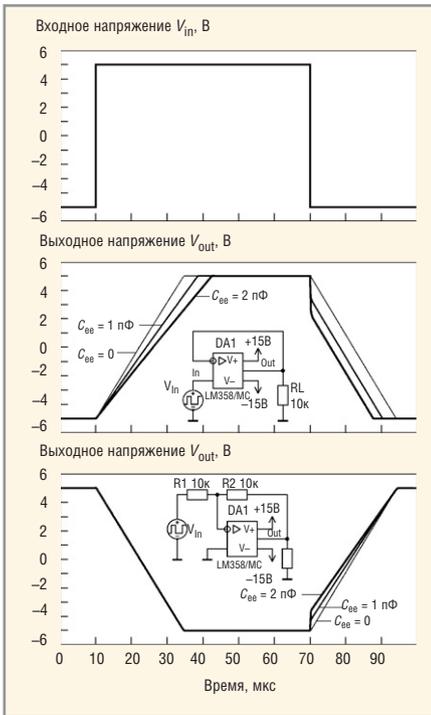


Рис. 17. Результаты анализа SR выходного напряжения повторителя и инвертора напряжения

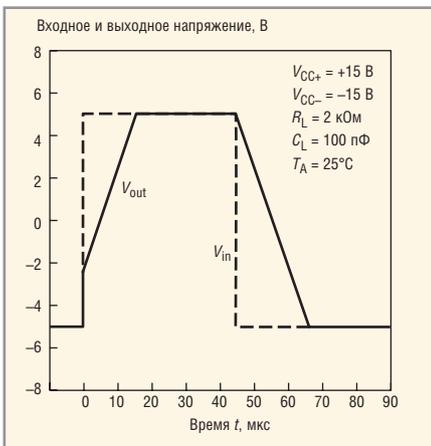


Рис. 18. График переходного процесса повторителя напряжения на ОУ μA741

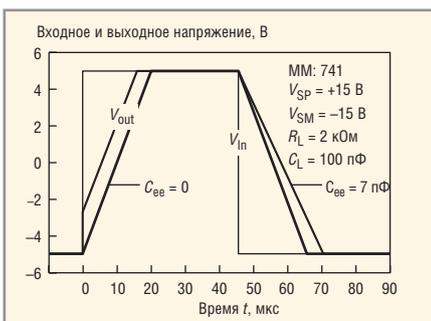


Рис. 19. Результаты двухвариантного анализа повторителя напряжения с использованием MM μA741

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  $R_{O1}$ , с помощью которого моделируется доминирующая составляющая выходного сопротивления ОУ. На рис. 21 изображена зависимость от частоты выходного сопротивления MM LM358/МC.

На постоянном токе и крайне низких частотах выходное сопротивление MM Бойля приблизительно равно суммарной величине сопротивлений резисторов  $R_{O1}$  и  $R_{O2}$  схемы замещения, а при увеличении частоты оно уменьшается до величины сопротивления резистора  $R_{O1}$ .

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

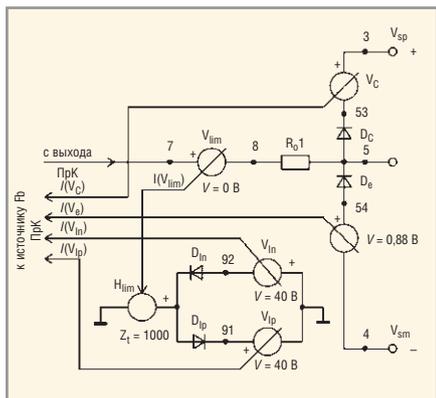


Рис. 20. Схема выходного каскада ММ Бойля

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:

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

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

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

При выполнении условий (28) и (29) открываются диоды соответственно  $D_{lp}$  и  $D_{ln}$ , 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

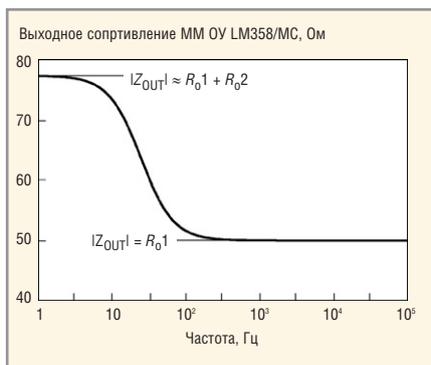


Рис. 21. Зависимость выходного сопротивления ММ LM358/МС от частоты

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/МС 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  $V_{lp}$ . 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  $Vs1$ ,

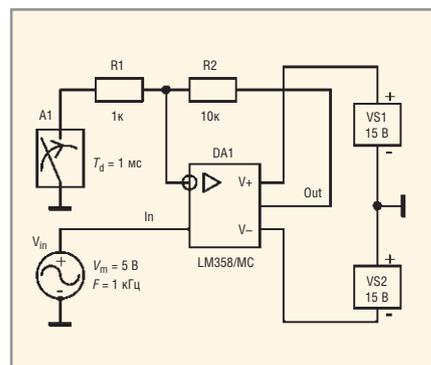


Рис. 22. Схема, моделирующая механизм ограничения выходного напряжения ММ ОУ

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

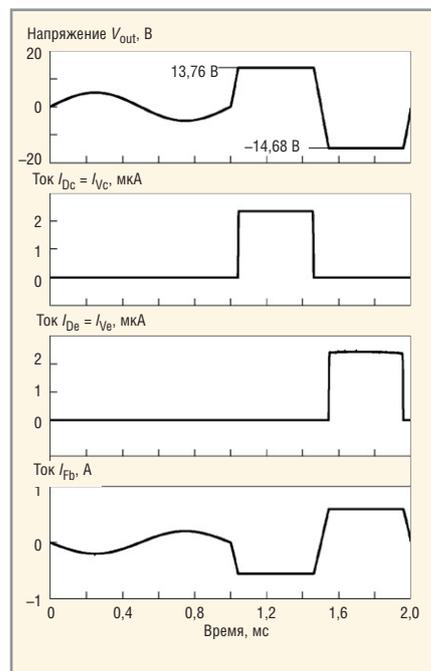


Рис. 23. Результаты PSpice-анализа схемы, моделирующей механизм ограничения выходного напряжения ММ ОУ (рис. 22)

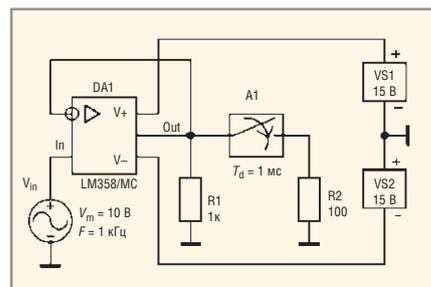


Рис. 24. Схема, моделирующая механизм ограничения выходного тока ММ ОУ

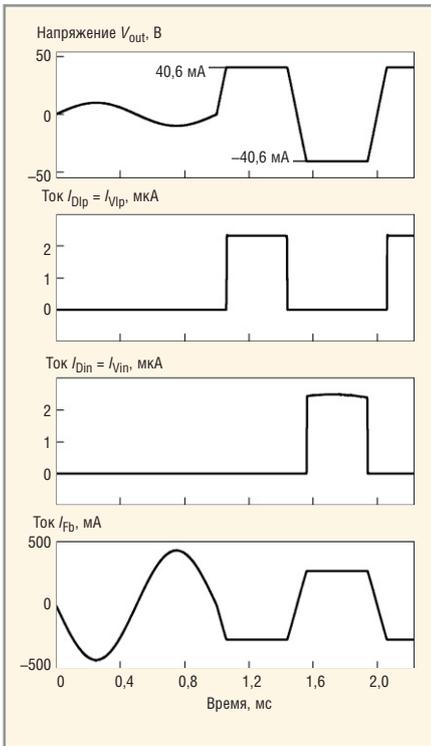


Рис. 25. Временные диаграммы ограничения выходного тока ММ ОУ

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.

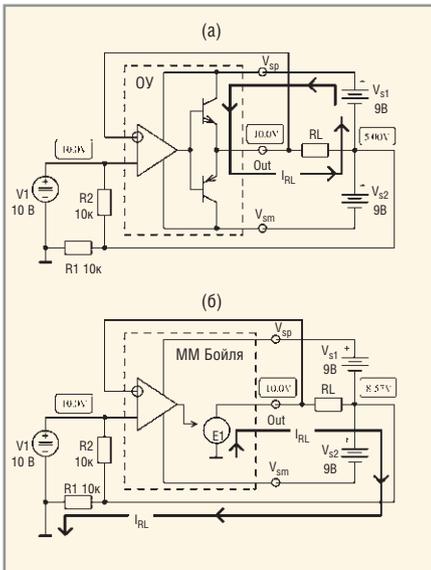


Рис. 27. Функциональная схема реального ОУ (а) и схема замещения ММ Бойля (б)

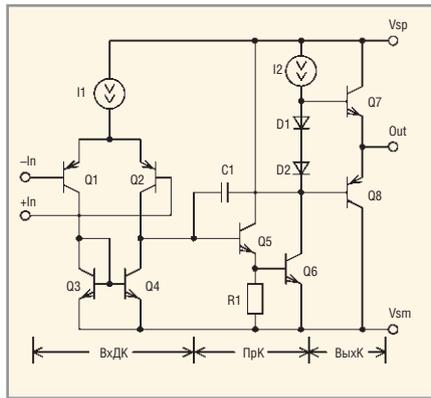


Рис. 26. Упрощённая принципиальная схема типичного двухкаскадного биполярного ОУ

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

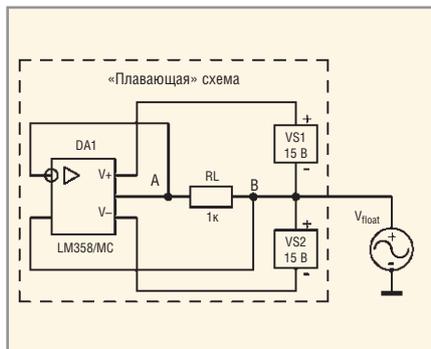


Рис. 28. Схема «плавающего» повторителя напряжения с закороченным входом

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-

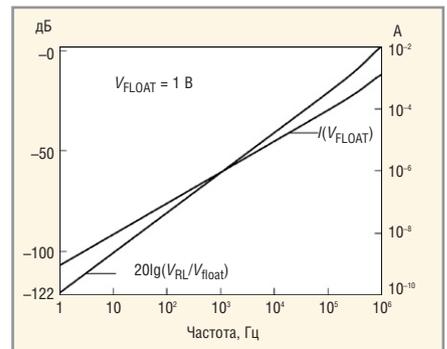


Рис. 29. Графики частотных зависимостей тока

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  $\pm 15$  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

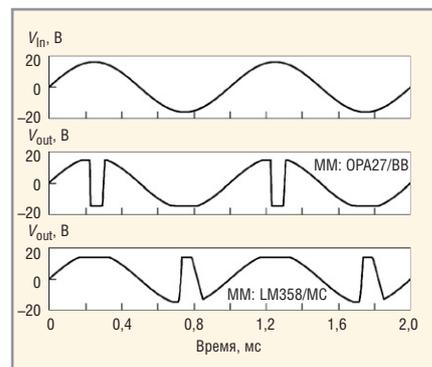


Рис. 30. Временные диаграммы анализа схемы повторителя напряжения

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

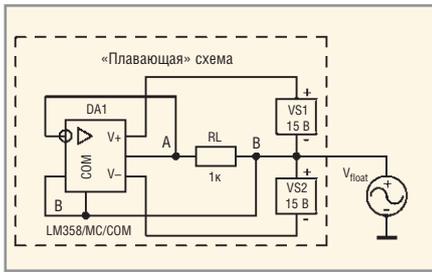


Рис. 31. Модифицированная схема

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

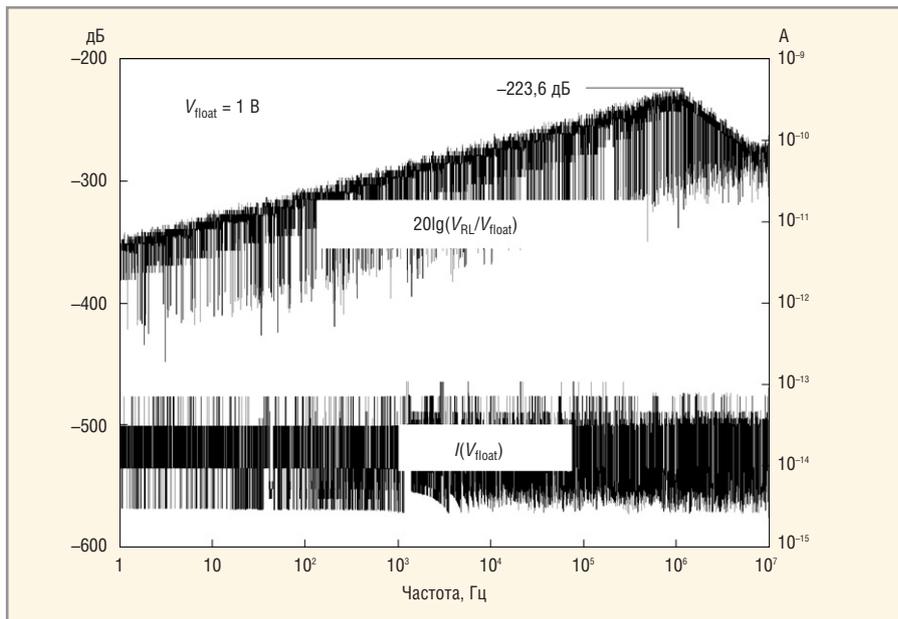


Рис. 32. Результаты анализа модифицированной схемы (рис. 31)

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

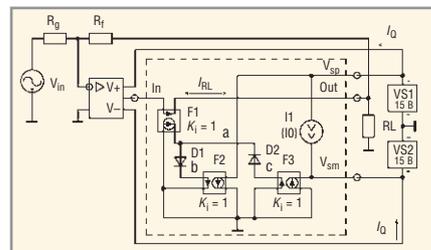


Рис. 33. Схема, моделирующая динамику тока потребления ОУ

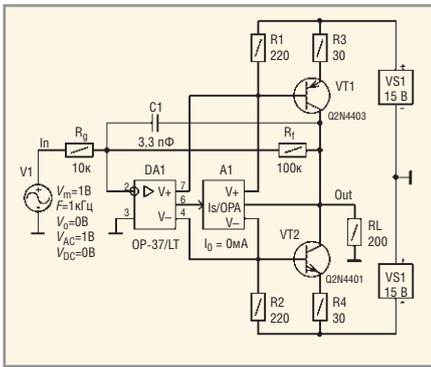


Рис. 34. Скорректированная схема рис. 3

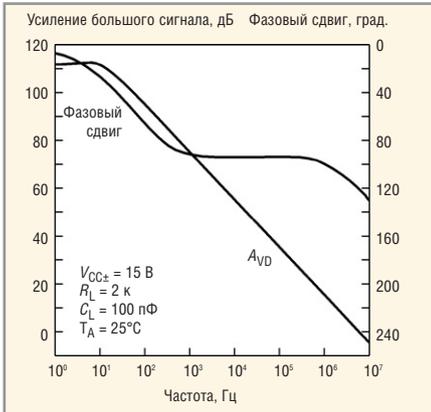


Рис. 35. Графики АЧХ и ФЧХ ОУ семейства TLE2141/2/4

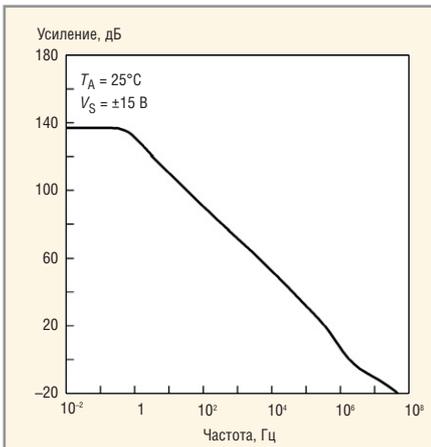


Рис. 36. График АЧХ ОУ LT1169

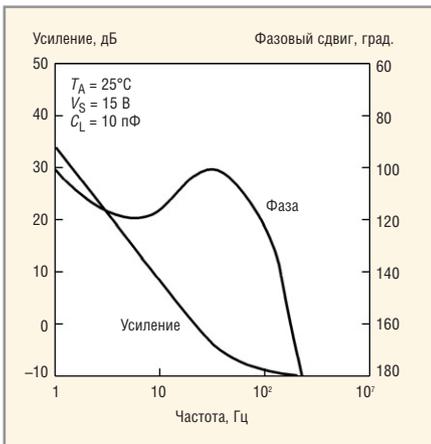


Рис. 37. Детализированные в ВЧ-диапазоне АЧХ и ФЧХ ОУ LT1169

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 двухполосного 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  $62^\circ$ , 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  $77^\circ$  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-

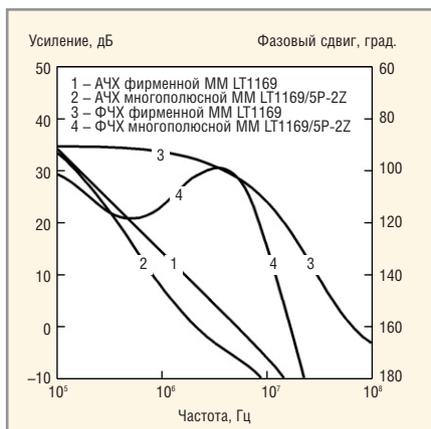


Рис. 38. Результаты тестирования АЧХ и ФЧХ ММ ОУ LT1169

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  $\mu A741$  [24]). Совершенно очевидно, что ошибка моделирования КОСС ОУ  $\mu A741$  в случае использования ММ Бойля равна нулю в диапазоне частот 0...100 Гц, но быстро увеличивается при дальнейшем увеличении частоты.

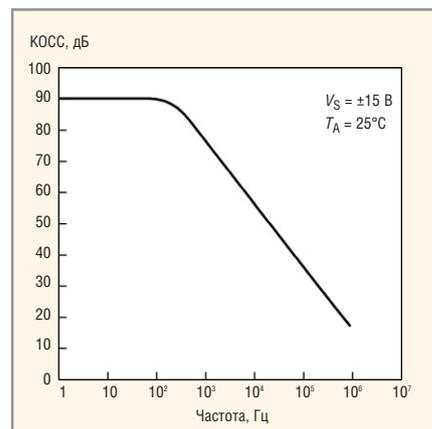


Рис. 39. Типичная зависимость КОСС ОУ  $\mu A741$  от частоты

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.  $\mu A741$ ,  $\mu A741Y$  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  $\mu A741/\mu A741C/SA741C$ . 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