

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 макромоделей 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:

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

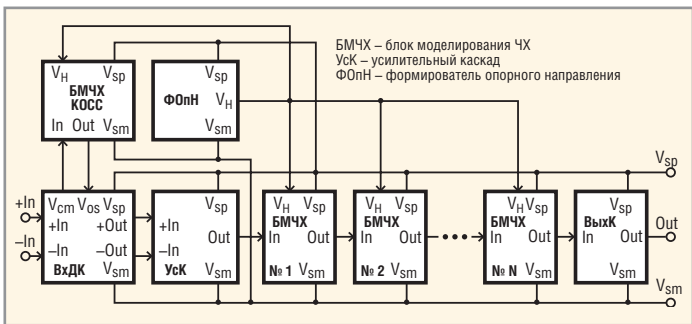


Рис. 40. Функциональная схема макромоделей MPZ

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-

тренних 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 ФOpH. 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 $V_{CM} T_{БМЧХ\ КОСС}$

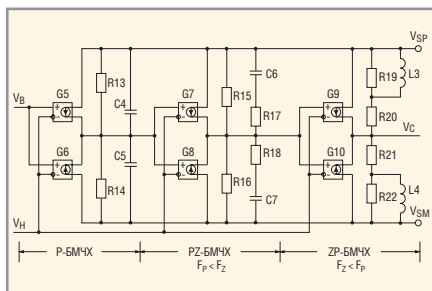


Рис. 43. Схемы БМЧХ макромоделей MPZ

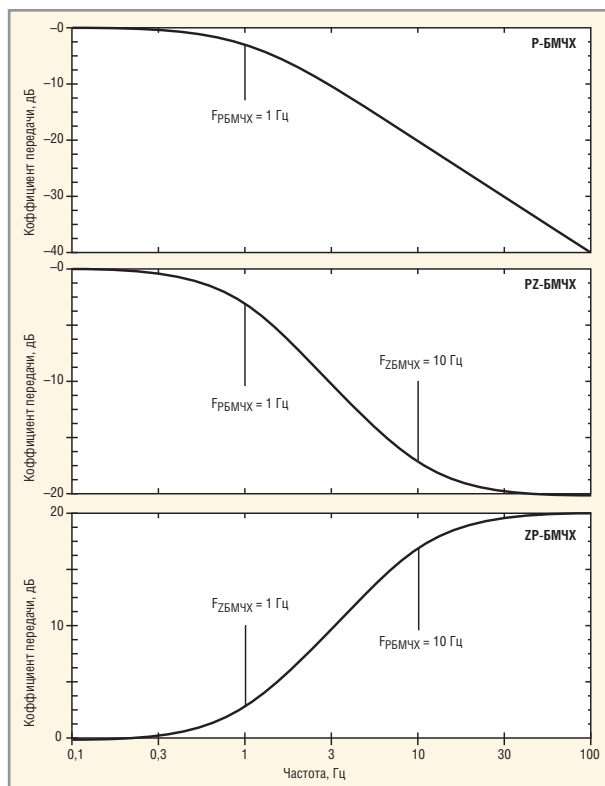


Рис. 41. АЧХ всех типов БМЧХ

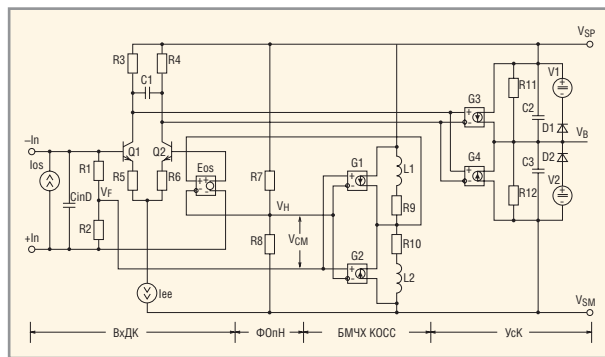


Рис. 42. Схемы ВхДК, ФOpH, БМЧХ КОСС и УсК макромоделей MPZ

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-

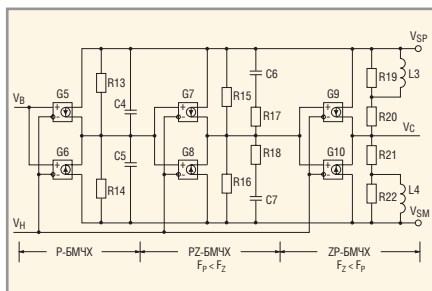


Рис. 43. Схемы БМЧХ макромоделей MPZ

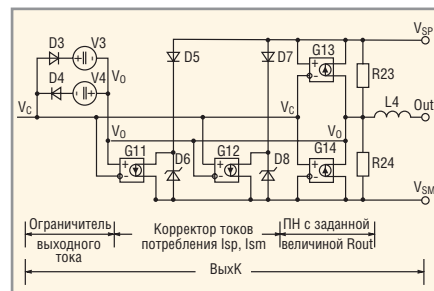


Рис. 44. Схема ВыхК макромоделей MPZ

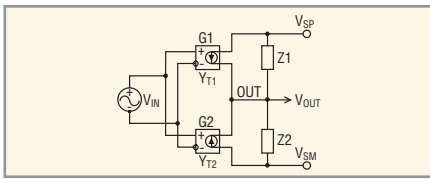


Рис. 45. Базовая схема БМЧХ и УсК

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:

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

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 обстоя- тельство: 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 $F_{P \text{ УсК}}$ 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:

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

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

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 $\varphi_T \approx 0,02586$ В, получаем формулы, позволяющие рассчитать сопротивле- ния резисторов ВхДК:

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

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

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.

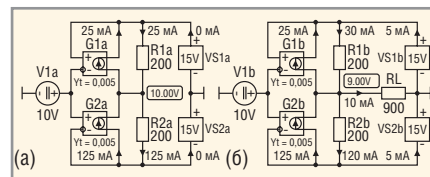


Рис. 46. Узловые напряжения и токи ветвей повторителя напряжения ВыхК макромоделли MPZ

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 пробоя (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:

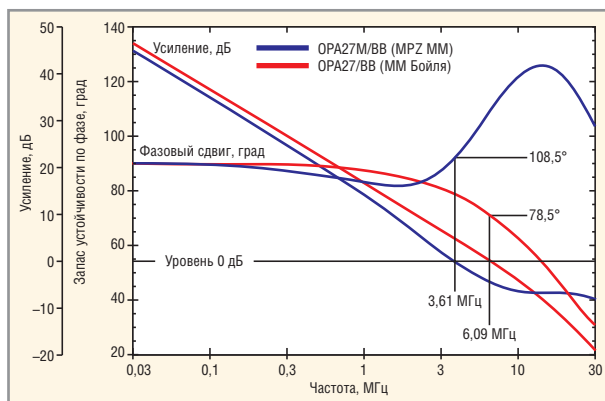


Рис. 47. АЧХ и ФЧХ двух макромоделей ОУ ОРА27

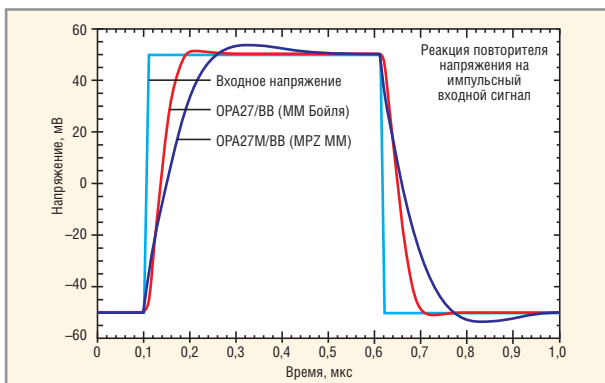


Рис. 48. Результаты моделирования отклика повторителя напряжения на импульсный входной сигнал

- 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-

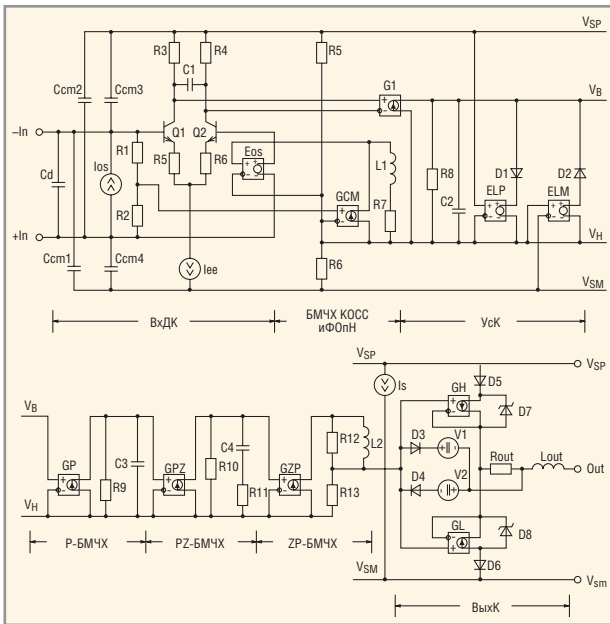


Рис. 49. Схема модифицированной макромоделл MPZ

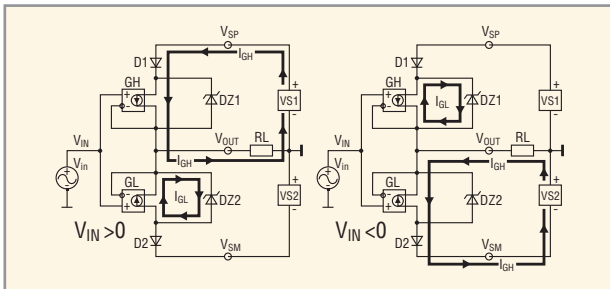


Рис. 50. Схемы, поясняющие принцип работы ВыхК модифицированной макромоделл MPZ

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 BV=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 MPZ 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 «E», например, OPA111E/BB);
- Уровень 3: классическая MPZ ММ (в имени ММ имеется суффикс «M», например, OPA27M/BB);
- Уровень 4: упрощённая ММ транзисторного уровня (в имени ММ имеется суффикс «X», 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 BJT 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 BJT 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

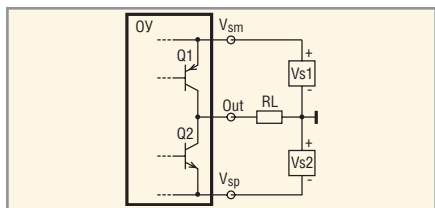


Рис. 51. Оконечная ступень выходного каскада биполярного Rail-to-Rail ОУ

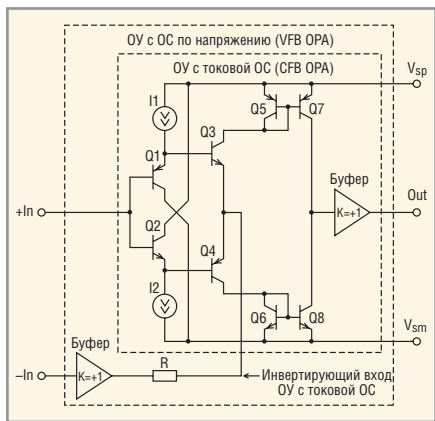


Рис. 52. Функциональная схема ОУ с ОС по напряжению, реализованного на базе ОУ с токовой ОС

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 $\text{Вых}K$ 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 $\text{Вых}K$ 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.