

МОДЕЛИРОВАНИЕ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

АЛЕКСАНДР МОКИН, инженер

В статье описаны основные параметры операционных усилителей с замкнутой и разомкнутой цепями обратной связи. Приведены схемы для оценки моделей.

Для успешного выбора модели операционного усилителя (ОУ) необходимо определить главные критерии выбора, а после выбора усилителя требуется провести его моделирование в составе схемы. Следовательно, выбор правильной модели усилителя для текущего проекта – залог успеха разработчика. Качество моделирования зависит от используемой модели.

Рассмотрим параметры, определяющие соответствие модели реальным характеристикам ОУ.

ВЫХОДНОЙ ИМПЕДАНС ПРИ РАЗОМКНУТОЙ ПЕТЛЕ ОС

Одной из наиболее важных характеристик ОУ является выходной импеданс при разомкнутой петле ОС и малом переменном сигнале. Особое значение он имеет в процессе анализа устойчивости при малом сигнале или работе в присутствии импульсных помех в нагрузке (например, при управлении АЦП).

Для обозначения выходного импеданса ОУ при разомкнутой петле ОС при малом переменном сигнале будем использовать Z_o . Выходной импеданс при замкнутой цепи ОС для малого переменного сигнала обозначим Z_{OUT} . Их нельзя путать. Ниже будет показано, почему. К сожалению, производители по-разному обозначают данные параметры, отсюда и возникает путаница.

Импеданс Z_o наблюдается между каскадом с открытой петлей (A_{OL}) и выходным выводом (V_{OUT}). Он взаимодействует с A_{OL} на разных частотах, формируя выходной отклик ОУ. На рисунке 1 показана упрощенная модель ОУ при малом сигнале. Входной дифференциальный сигнал V_e вырабатывается внутренним входным сопротивлением R_{DIFF} . Он усиливается в A_{OL} , обеспечивая на выходе идеальное выходное напряжение V_o , которое падает на Z_o и появляется на выходном выводе V_{OUT} .

Импеданс Z_o является важной характеристикой выходного каскада ОУ. Прежде, когда были распространены более простые биполярные усилители, выходной импеданс с разомкнутой цепью ОС большинства устройств был резистивным, т. е. не зависел от частоты. В современных ОУ зависимость импеданса Z_o от частоты может иметь очень сложную форму с емкостным, индуктивным, резистивным участками с резкими переломами. Это обусловлено, например, использованием в аналоговых ИС входа и выхода с полным размахом напряжения (rail-to-rail), высокого коэффициента усиления с разомкнутой петлей ОС, высокого коэффициента удаления синфазной составляющей, низкого напряжения питания или связано с малым шумом.

На рисунке 2 сравниваются выходные импедансы с разомкнутой ОС современного биполярного усилителя

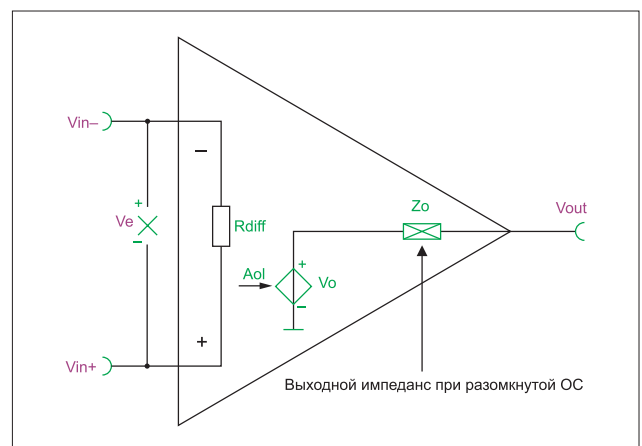


Рис. 1. Упрощенная модель ОУ при малом сигнале при открытой ОС

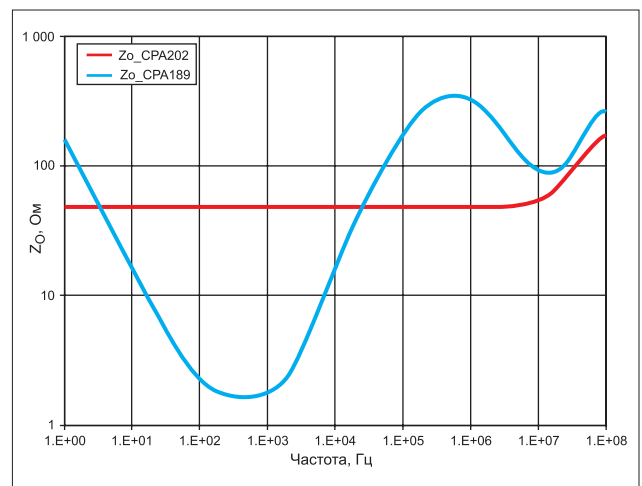


Рис. 2. Выходной импеданс с разомкнутым контуром ОС для OPA202 и OPA189

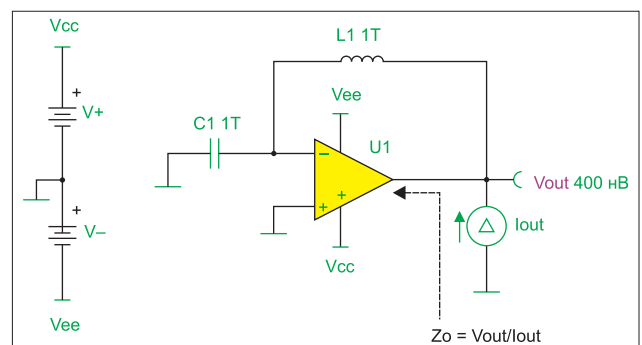


Рис. 3. Тестовая схема для измерения выходного импеданса при разомкнутой цепи ОС

Texas Instruments OPA202 с классическим выходным каскадом КМОП на OPA189 – усилителе с очень высокой точностью и полным размахом выходного напряжения (ultra-high DC precision). Виден резистивный характер импеданса Z_o OPA202, в то время как выходной импеданс Z_o усилителя OPA189 при разных частотах принимает то емкостной, то индуктивный характер.

Перед анализом модели ОУ на стабильность необходимо проверить, соответствует ли импеданс Z_o модели значениям, указанным в технической документации.

Рекомендуемая схема для проверки показана на рисунке 3. Дроссель L_1 образует замкнутый контур ОС для постоянного сигнала, позволяя проводить анализ с разомкнутой петлей ОС по переменному току. Конденсатор C_1 при сигнале переменного напряжения закорачивает инвертирующий вход на общий провод, чтобы он не «повис в воздухе». ОУ должен работать в линейной области, как показано на рисунке 3. В этом случае V_{OUT} равно малому напряжению смещения. Необходимо следить, чтобы напряжение питания и синфазное напряжение не выходили за допустимые пределы.

Источник переменного тока I_{OUT} подает ток из ОУ. В нашем примере $I_{OUT} = 1$ А. Далее измеряется выходное напряжение V_{OUT} и по закону Ома рассчитывается выходной импеданс Z_o :

$$Z_o = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{1 \text{ А}} = V_{OUT} \text{ . (1)}$$

Для получения зависимости выходного импеданса Z_o от частоты достаточно получить модель передаточной характеристики в рассматриваемом частотном диапазоне, поскольку $I_{OUT} = 1$ А. Заметим, что многие симуляторы выдают результат на логарифмической шкале. В этом случае выходное напряжение соответствует Омам. На рисунке 4 показана зависимость выходного импеданса от частоты для модели OPA189. Видно, что выходной импеданс очень близок к характеристикам, указанным в документации. Таким образом, данную модель можно использовать для анализа при малом переменном сигнале.

ВЫХОДНОЙ ИМПЕДАНС ПРИ ЗАМКНУТОМ КОНТУРЕ ОС

Выходным импедансом Z_{OUT} при замкнутом контуре ОС называется импеданс, видимый со стороны выхода усилителя при замкнутом контуре ОС. В отличие от Z_o , который является характеристикой собственно усилителя и не меняется, Z_{OUT} зависит от Z_o , A_{OL} и β – коэффициента ОС.

Вернемся к модели ОУ для малого сигнала. На этот раз контур ОС замкнут (см. рис. 5).

Из уравнения (2) видно, что выходной импеданс по-прежнему равен отношению V_{OUT} к I_{OUT} . Коэффициент ОС β вычисляется как отношение напряжения на выводе ОС V_{FB} к выходному напряжению V_{OUT} . Рассматривая схему как обычный резистивный делитель, получаем:

$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(\frac{R_1}{R_F + R_1} \right)}{V_{OUT}} = \frac{R_1}{R_F + R_1} \text{ . (2)}$$

Поскольку неинвертирующий вход ОУ заземлен, напряжение ошибки V_E между выходами ОУ равно V_{FB} . Переписывая уравнение (2), получаем:

$$V_E = V_{FB} = V_{OUT} \cdot \beta \text{ . (3)}$$

ОУ усиливает напряжение V_E до V_O . Поскольку неинвертирующий вход заземлен, V_E отрицательно:

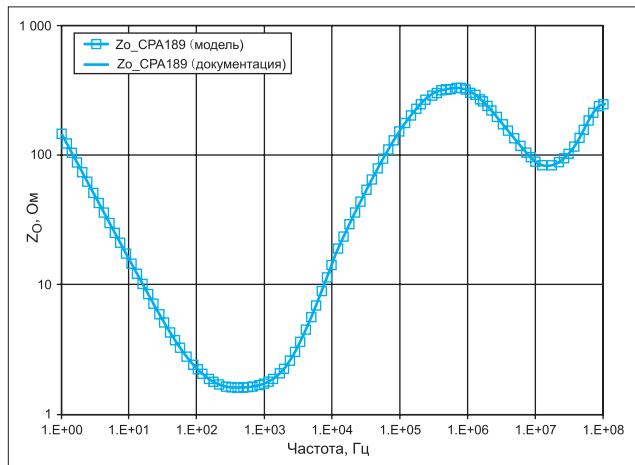


Рис. 4. Зависимость выходного импеданса от частоты у модели OPA189

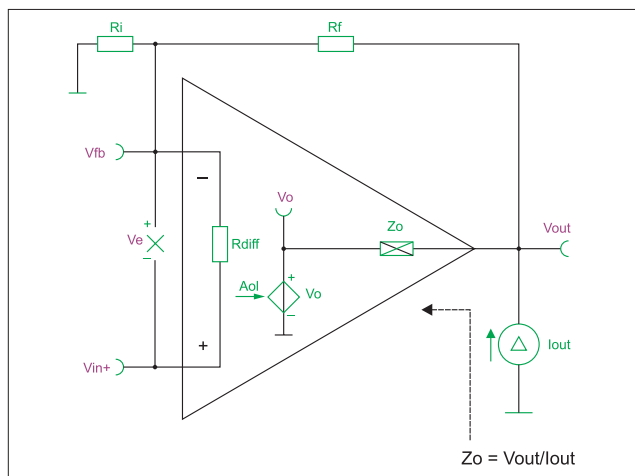


Рис. 5. Упрощенная схема ОУ при замкнутом контуре ОС и малом сигнале

$$V_O = -V_E \cdot A_{OL} \text{ . (4)}$$

Теперь рассчитаем выходное напряжение. Для простоты допустим, что выходной импеданс намного меньше, чем импеданс цепи ОС, вследствие чего ток I_{OUT} течет только через Z_o :

$$V_{OUT} = V_O + I_{OUT} \cdot Z_o \text{ . (5)}$$

Подставляя (4) в (5), получаем:

$$V_{OUT} = -V_E \cdot A_{OL} + I_{OUT} \cdot Z_o \text{ . (6)}$$

Подставляя (4) в (6), получаем:

$$V_{OUT} = -V_{OUT} \cdot \beta \cdot A_{OL} + I_{OUT} \cdot Z_o \text{ . (7)}$$

Преобразуем (7):

$$V_{OUT} = \frac{I_{OUT} \cdot Z_o}{1 + \beta \cdot A_{OL}} \text{ . (8)}$$

Отсюда:

$$Z_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{I_{OUT} \cdot Z_o}{(1 + \beta \cdot A_{OL}) I_{OUT}} = \frac{Z_o}{1 + \beta \cdot A_{OL}} \text{ . (9)}$$

Поскольку коэффициент A_{OL} , как правило, высок, особенно при малом сигнале, импеданс Z_{OUT} очень мал. При этом если полоса пропускания ОУ превышена и контур ОС разрывается, Z_{OUT} приближается к Z_o .

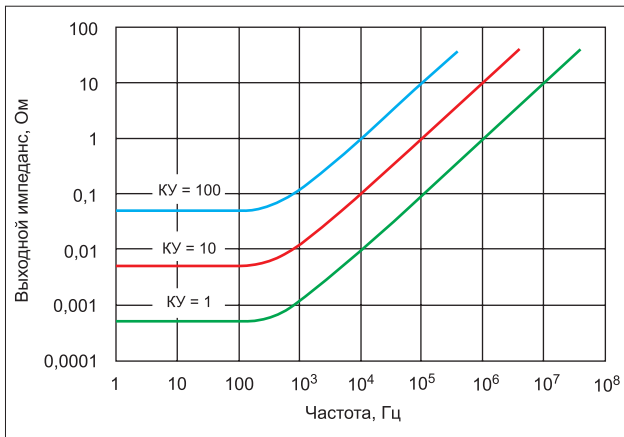


Рис. 6. Выходной импеданс OУ OPA350 при замкнутой цепи ОС

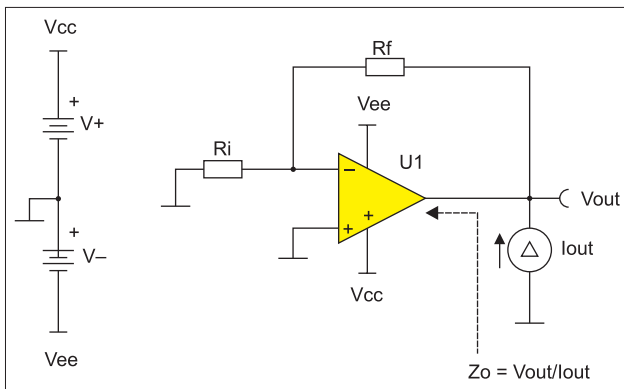


Рис. 7. Тестовая схема для измерения выходного импеданса при замкнутой цепи ОС

На рисунке 6 показан выходной импеданс OУ OPA350 (выпущен в 2000 г.) при замкнутой цепи ОС. Заметим, насколько малым становится выходной импеданс (1–100 мОм) при уменьшении коэффициента ОС. Общая форма зависимости напоминает перевернутую зависимость выходного импеданса для усилителя с разомкнутой ОС. Приведены зависимости для коэффициентов ОС, равных 1, 10 и 100 В/В.

Если производитель указал импеданс Z_{OUT} , то для сверки выходных импедансов потребуются схема, приведенная на рисунке 7.

Резисторы R_f и R_i замыкают контур ОС. Как и в предыдущем случае, I_{OUT} обозначает ток, вытекающий из OУ. Применяя закон Ома, получаем:

$$Z_{OUT} = \frac{V_{OUT}}{I_{OUT}} = \frac{V_{OUT}}{1 \text{ A}} = V_{OUT}. \quad (10)$$

Далее в рассматриваемом частотном диапазоне строится характеристика Z_{OUT} как передаточная характеристика V_{OUT} . Если симулятор позволяет, полезно несколько раз изменить значения R_f и R_i , чтобы подобрать параметры ОС, обеспечивающие максимально близкие к указанным в документации характеристики. Протестируем Z_{OUT} модели усилителя OPA350 при $K_U = 1, 10$ и 100 В/В.

Пусть для $K_U = 1$ В/В $R_f = 1$ мОм (замкнуто накоротко) и $R_i = 1$ ТОм (разрыв цепи). Это стандартная конфигурация OУ с единичным усилением. Для $K_U = 10$ В/В $R_f = 10R_i$, для $K_U = 100$ В/В $R_f = 100R_i$.

Выходной импеданс близок к указанному в документации за исключением небольшого отклонения на малых частотах. Для анализа стабильности при малом сигнале данные отклонения не существенны. Таким образом, предложенная модель позволяет исследовать реальный отклик схемы.

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ ПРИ РАЗОМКНУТОЙ ЦЕПИ ОС

Вернемся к схеме на рисунке 1. Входной дифференциальный сигнал V_E вырабатывается на входном сопротивлении R_{DIFF} усилителя. Он усиливается до идеального выходного напряжения V_O , проходит через импеданс Z_O на выходной вывод V_{OUT} .

Как уже упоминалось, коэффициент усиления A_{OL} не является идеальным и зависит от частоты. Еще на стадии проектирования OУ можно спрогнозировать его усиление и сдвиг фаз выходного сигнала относительно входного. На рисунке 8 приведен пример зависимости этих параметров от частоты. Для удобства анализа разделим график на три участка, как показано на рисунке 9.

На первом участке, выделенным красным, как коэффициент усиления, так и сдвиг фаз практически постоянны. В этом случае работа усилителя очень близка к идеальной. Максимальный коэффициент усиления очень высок – более 100 дБ, или 100 000 В/В, нет вероятности потери устойчивости.

Этот участок простирается до первого доминирующего полюса f_p . На этой частоте происходит изменение характера зависимости коэффициента усиления и сдвига фаз: коэффициент усиления уменьшается на 3 дБ, сдвиг фаз изменяется на -45° . Далее коэффициент усиления продолжает спадать со скоростью -20 дБ на декаду, сдвиг фаз изменяется на -90° . Этот участок спада отмечен зеленым. Именно на нем обычно работают OУ. Усилители с отрицательной ОС можно настроить так, чтобы они стабильно работали при разных значениях коэффициента усиления при замкнутой цепи ОС (A_{CL}), поскольку требуемый A_{CL} меньше A_{OL} на этих частотах.

Конец участка спада приходится на частоту единичного усиления. В этой точке коэффициент усиления достигает 0 дБ, или 1 В/В. Поскольку он не перестает уменьшаться при дальнейшем увеличении частоты, сигналы с более высокой частотой не могут пройти через усилитель без ослабления. Разница между текущим сдвигом фаз и -180° называется запасом по фазе. Это ключевой показатель общей стабильности OУ в режиме единичного усиления.

Третий участок назовем высокочастотным – он показан голубым цветом. На нем проявляются высокочастотные полюсы и нули, что приводит к резкому изменению сдвига фаз. При этом схему становится сложно характеризовать. На данном участке на выходную характеристику OУ начинают влиять импеданс Z_O , входная емкость C_{IN} , паразитные связи с печатной платой и другие высокочастотные характеристики. Соответственно, работать на этом участке не рекомендуется.

Итак, теперь становится очевидно, что необходимо промоделировать работу OУ, чтобы понять, на каком участке он работает. На рисунке 10 приведена схема тестирования. Она очень похожа на схему измерения выходного импеданса при разомкнутой петле ОС. Дроссель L_f замыкает контур обратной связи для постоянного сигнала, позволяя проводить анализ по переменному току. Резистор R_1 имеет невысокое сопротивление, позволяя учитывать неидеаль-

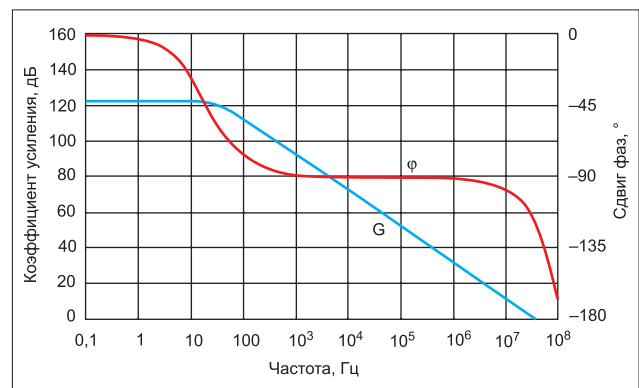


Рис. 8. Зависимость выходного импеданса Z_{OUT} от частоты для модели OPA350

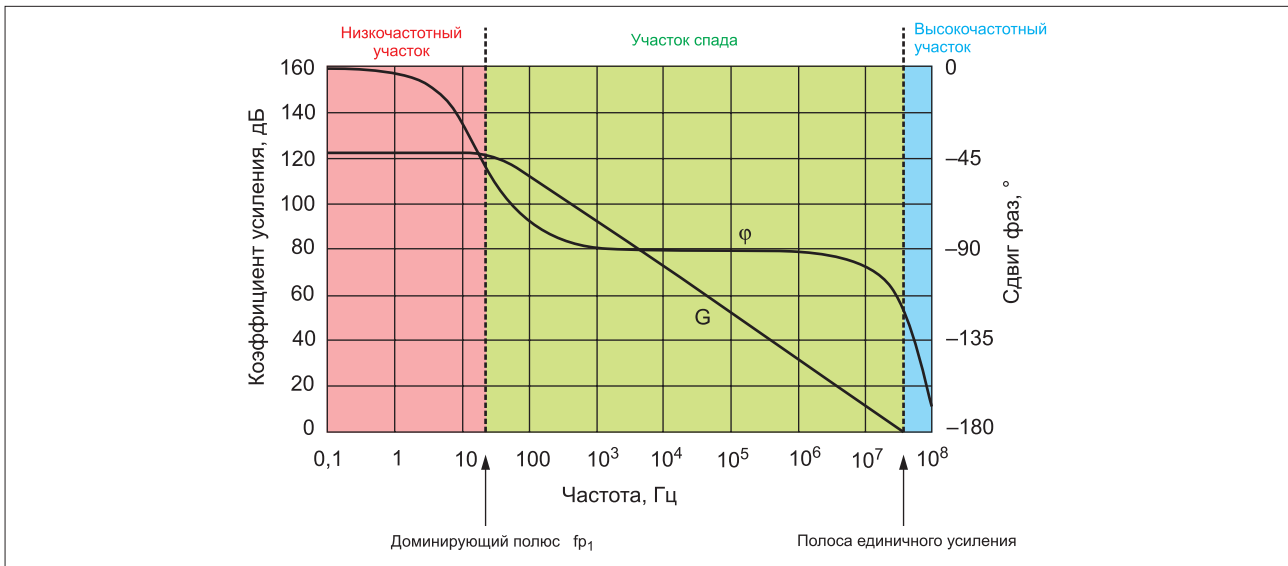


Рис. 9. Режимы работы усилителя (A_{OL})

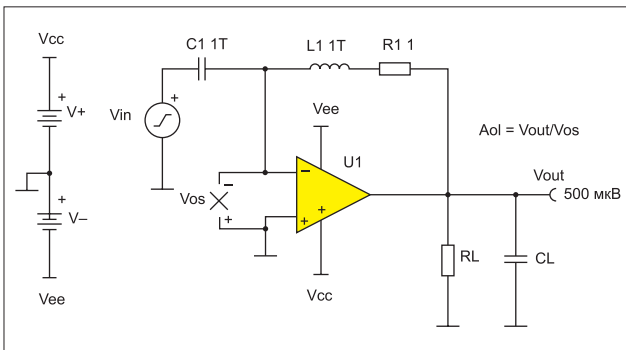


Рис. 10. Схема для тестирования схемы с разомкнутой ОС

ность реальной схемы при моделировании. Конденсатор C_1 закорачивает инвертирующий вход усилителя на V_{IN} при переменном сигнале и выступает как разрыв цепи при постоянном сигнале.

Если усилитель работает в линейной области, как показано на рисунке 10, напряжение V_{OUT} равно напряжению смещения. Следует следить за тем, чтобы выполнялись указанные в документации требования к напряжению пита-

ния, входному синфазному напряжению, сопротивлению и емкости нагрузки.

Для примера получим модель ОУ OPA1678 Texas Instruments. Это маломощный звуковой усилитель общего назначения с малыми искажениями. Из рисунка 11 видно, что поскольку предложенная модель хорошо согласуется с поведением реального усилителя, ее можно использовать для анализа по малому сигналу.

КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ С ЗАМКНУТЫМ КОНТУРОМ ОС

Коэффициент усиления при замкнутом контуре обратной связи A_{CL} характеризует отклик усилителя, охваченного отрицательной ОС. В отличие от коэффициента A_{OL} , который является собственной характеристикой ОУ и практически не зависит от нагрузки и характеристик ОС, коэффициент A_{CL} является функцией A_{OL} , Z_O и β .

Рассмотрим схему на рисунке 12. Это модель усилителя с отрицательной ОС для малого сигнала. Нашей задачей является нахождение передаточной функции, т.е. отношения V_{OUT}/V_{IN} , которое, в свою очередь, эквивалентно коэффициенту A_{CL} .

Для начала вспомним, что коэффициент обратной связи β представляет собой отношение напряжения обратной

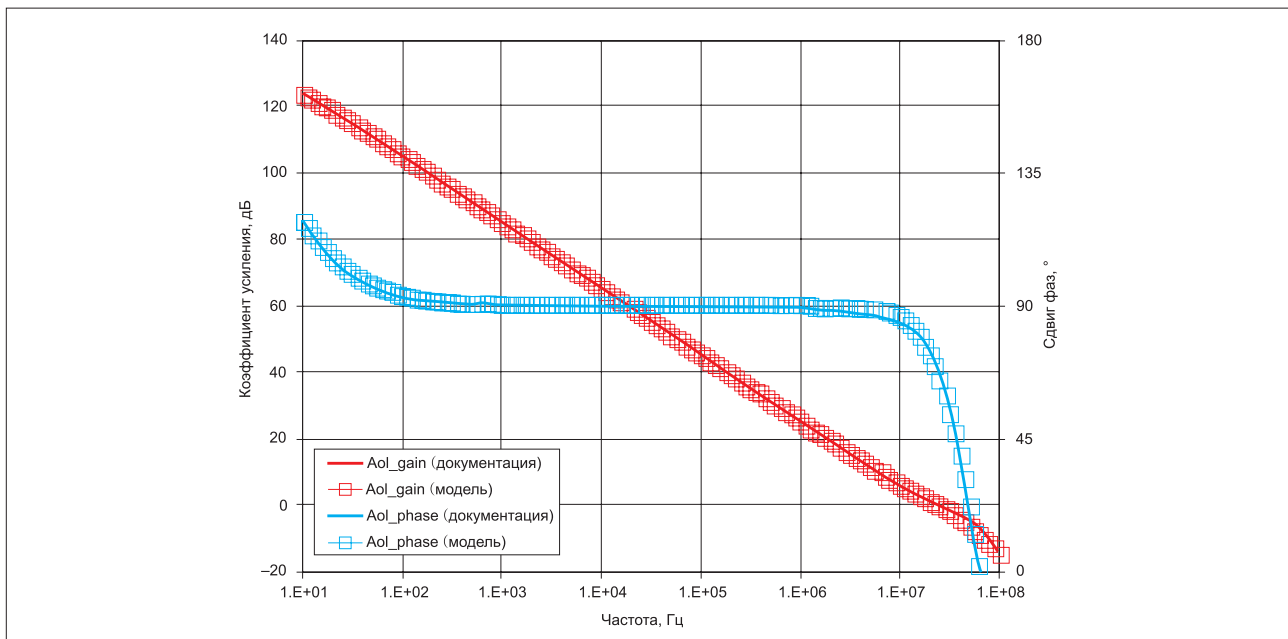


Рис. 11. Результаты моделирования OPA1678

связи V_{FB} к выходному V_{OUT} . Напряжение обратной связи найдем из уравнения (11):

$$\beta = \frac{V_{FB}}{V_{OUT}} = \frac{V_{OUT} \cdot \left(\frac{R_i}{R_f + R_i} \right)}{V_{OUT}} = \frac{R_i}{R_f + R_i}. \quad (11)$$

Поскольку неинвертирующий вход ОУ заземлен, напряжение ошибки V_E между входами равно V_{FB} . Из уравнения (11) получаем:

$$V_E = V_{FB} = V_{OUT} \cdot \beta. \quad (12)$$

Чтобы найти A_{CL} , обратимся к контрольной модели ОУ с ОС (см. рис. 13). Для наглядности допустим, что Z_o замкнут коротко, тогда $V_o = V_{OUT}$. На практике Z_o вносит вклад в работу схемы при переменном токе. Отрицательный вход сумматора представляет собой инвертирующий вход усилителя. Напряжение на нем равно V_{FB} . Принимая во внимание уравнение (12), после суммирования получаем:

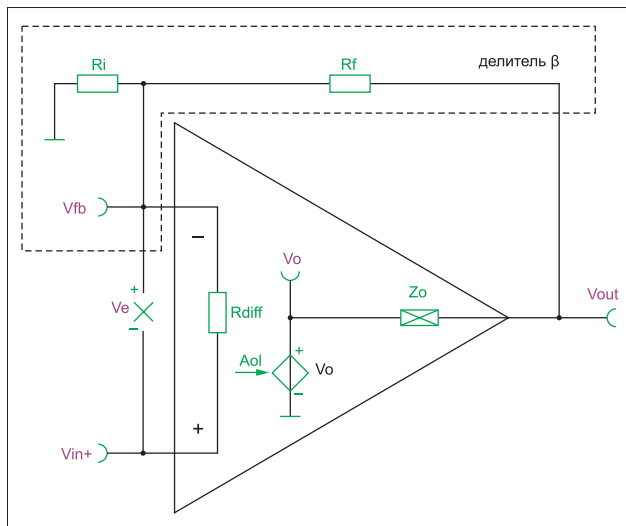


Рис. 12. Упрощенная модель ОУ при малом сигнале (с замкнутым контуром ОС)

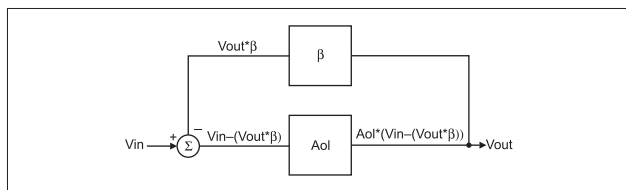


Рис. 13. Теоретическая модель усилителя с замкнутым контуром ОС

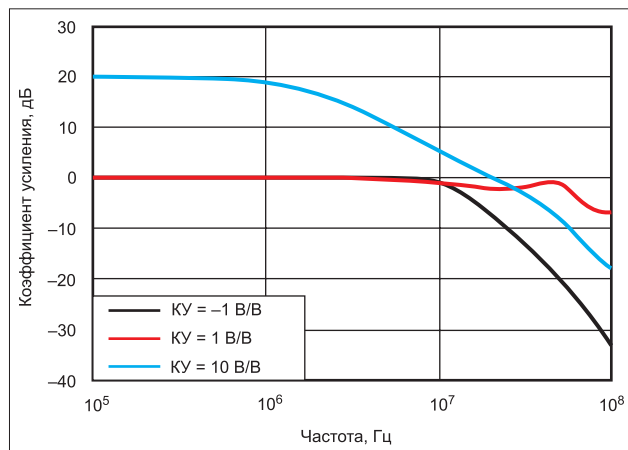


Рис. 14. Коэффициент усиления OPA1678 при замкнутой цепи ОС

$$V_{IN} - V_{FB} = V_{IN} - (V_{OUT} \cdot \beta). \quad (13)$$

На выходе схемы напряжение равно входному напряжению, помноженному на A_{OL} (14):

$$V_{OUT} = A_{OL} \cdot (V_{IN} - (V_{OUT} \cdot \beta)). \quad (14)$$

Отсюда получаем:

$$A_{CL} = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{A_{OL}}{(1 + \beta \cdot A_{OL})}. \quad (15)$$

Учитывая, что $A_{OL} \rightarrow \infty$, упрощаем выражение:

$$A_{CL} = \frac{1}{\beta}. \quad (16)$$

Этим приближением пользуются достаточно часто на низких и средних частотах, однако необходимо помнить, что A_{OL} начинает заваливаться, начиная с частоты первого доминирующего полюса f_{p1} , поэтому на высоких частотах A_{CL} тоже начинает падать.

Большинство производителей специфицируют A_{CL} для нескольких β . На рисунке 14 показана зависимость коэффициента усиления с замкнутой ОС от частоты для OPA1678. Заметим, что она очень гладкая на низких и средних частотах, начинает падать на более высокой частоте, чем коэффициент A_{OL} . На рисунке 15 показана рекомендуемая схема измерения A_{CL} для трех разных коэффициентов усиления. При $KY = 1$ резистор R_f замкнут, R_i представляет собой разрыв цепи. $R_f = R_i$ при $KY = -1$. $R_f = 10R_i$ при $KY = 10$. На рисунке 16 показаны результаты моделирования.

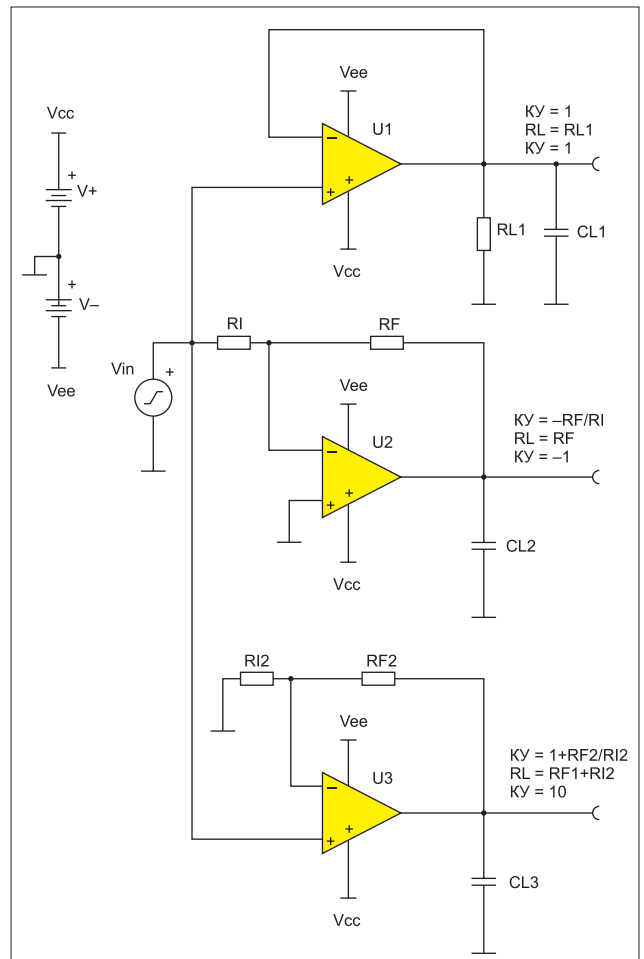


Рис. 15. Схема для тестирования схемы с замкнутой ОС

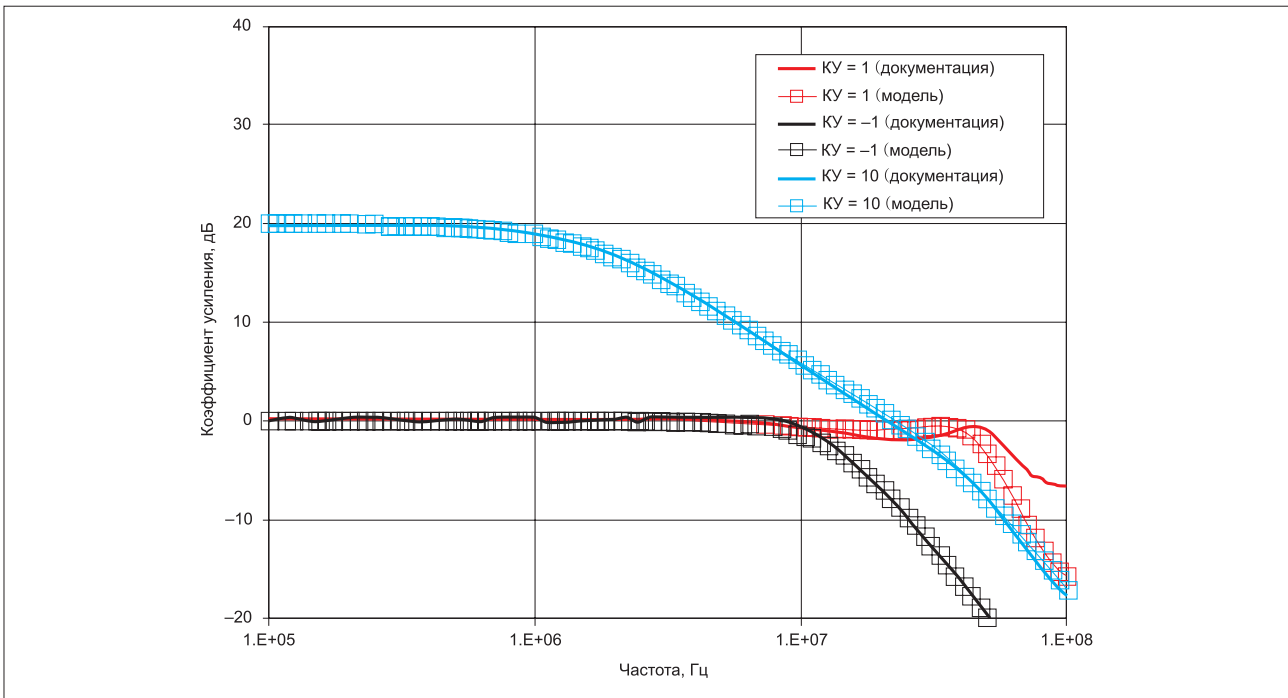


Рис. 16. Результаты тестирования OPA1678 (A_{cl})

Эти результаты хорошо соответствуют теоретическим кривым при $KU = -1$ и $KU = 10$. Поведение при $KU = 1$ на высоких частотах заметно отличается. Это объясняется влияни-

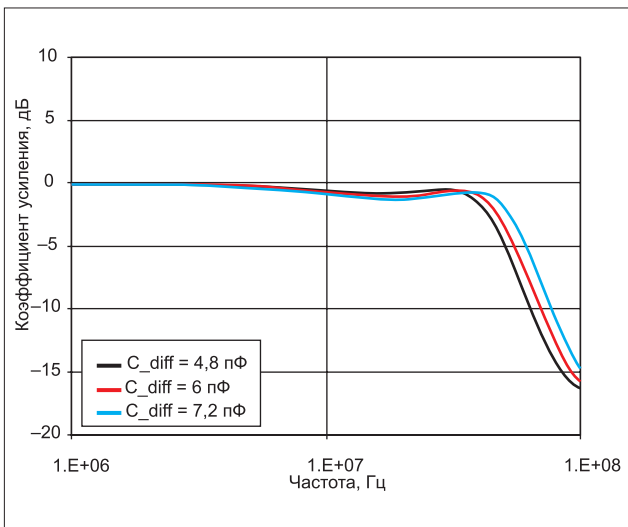


Рис. 17. Влияние номинала C_{DIFF} на OPA1678 на A_{cl} при $KU = 1$

ем внешних компонентов схемы. Кроме того, поскольку среди устройств серии всегда имеется некоторый разброс характеристик, в документации приведены средние показатели. Например, типичное значение входной емкости (C_{DIFF}) OPA1678 равно 6 пФ, и разумным допуском следует принять погрешность до $\pm 20\%$. На рисунке 17 видны различия, обусловленные вариацией значений C_{DIFF} . Таким образом, она сильно влияет на поведение усилителя на частотах выше 10 МГц, смещая угловую частоту. Изменение емкости нагрузки и сопротивления ОС приводит к аналогичному эффекту.

При анализе модели рекомендуется измерить частоту на уровне -3 дБ и оценить характер спада выходной характеристики. Они должны отличаться от указанных в документации не более чем на $\pm 20\%$.

СТУПЕНЧАТЫЙ ОТКЛИК ПРИ МАЛОМ СИГНАЛЕ

Полосу пропускания усилителя при малом сигнале можно измерить во временной области, подав ступенчатый сигнал. На усилитель, охваченный контуром ОС, подается прямоугольный импульс с малой амплитудой (не более 100 мВ), и измеряется выходное напряжение. Полученная характеристика содержит много информации: время нарастания и спада определяет полосу пропускания при замкну-

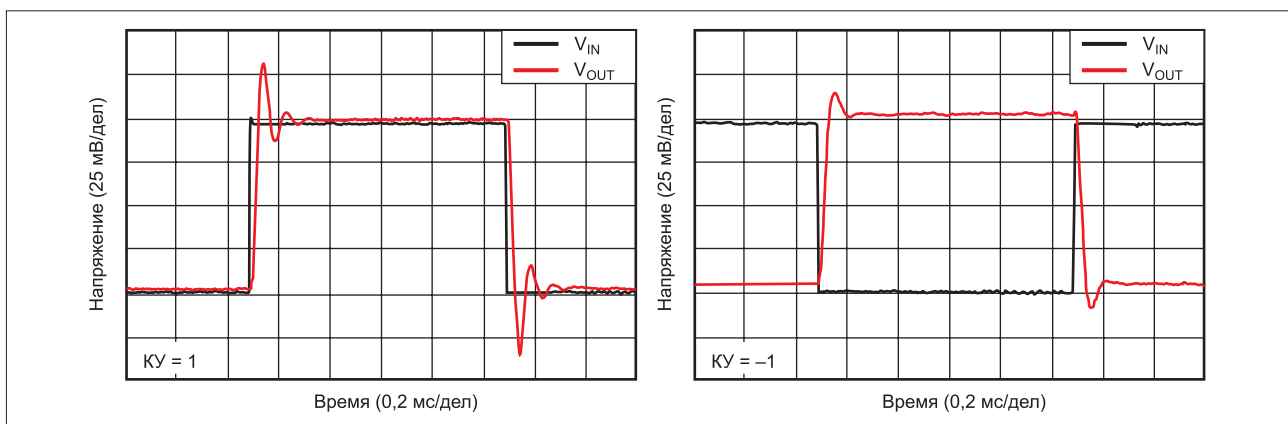


Рис. 18. Отклик OPA1678 на прямоугольный импульс

той цепи ОС. Перегрузка на выходе позволяет оценить запас по фазе. На рисунке 18 показан пример отклика на прямоугольный импульс для ОРА1678 при $KY = 1$ и $KY = -1$. Схема для тестирования показана на рисунке 19.

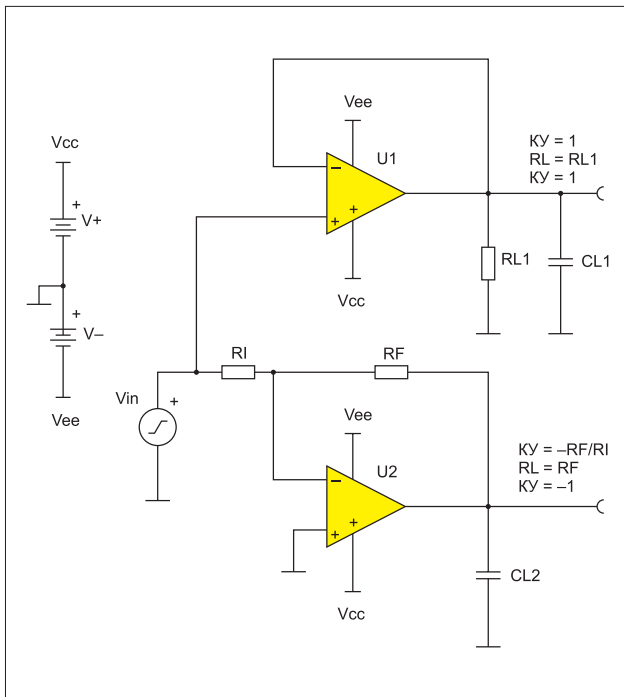


Рис. 19. Схема для тестирования отклика схемы на прямоугольный импульс

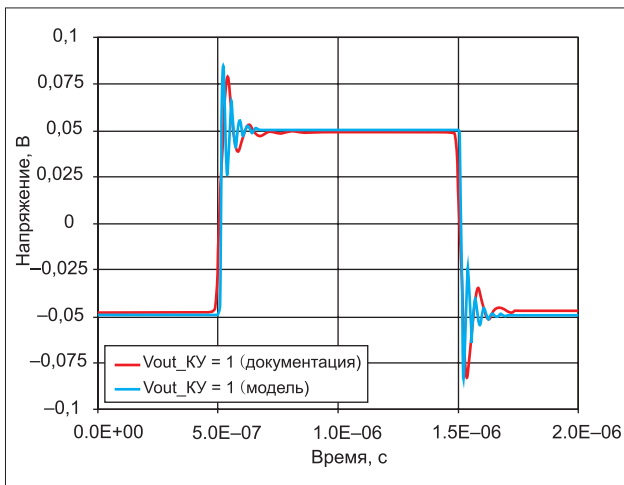


Рис. 20. Результаты тестирования ОРА1678 при $KY = 1$

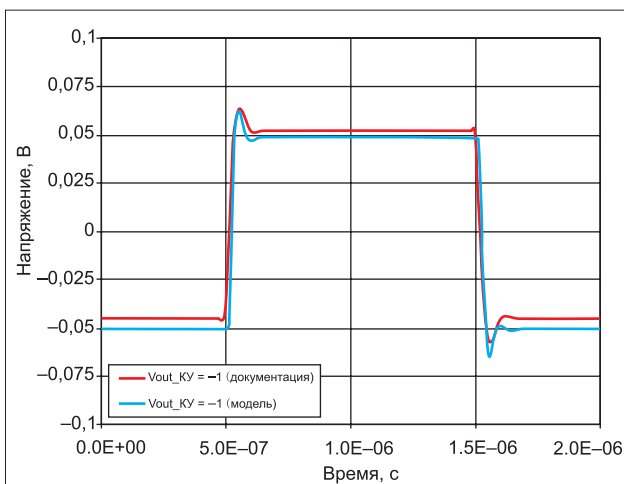


Рис. 21. Результаты тестирования ОРА1678 при $KY = -1$

Для получения отклика на прямоугольный импульс следует воспользоваться анализом переходных процессов и измерить выходное напряжение при $KY = 1$ и $KY = -1$. На рисунках 20–21 приведены результаты тестирования и заявленные характеристики ОРА1678.

КОЭФФИЦИЕНТ ПОДАВЛЕНИЯ СИНФАЗНОЙ СОСТАВЛЯЮЩЕЙ

Операционный усилитель усиливает входной дифференциальный сигнал, не пропуская синфазную составляющую, т. е. среднее напряжение, присутствующее на входах (см. рис. 22).

Синфазную составляющую можно также представить напряжением смещения, паразитными наводками или шумом. Если от них не избавиться, они усилятся, приведя к насыщению усилителя и невозможности выделить полезный сигнал.

Обратимся к упрощенной модели ОУ на рисунке 23. Синфазная составляющая показана в виде источника напряжения ошибки V_{CMRR} на неинвертирующем входе. Это напряжение зависит от коэффициента подавления синфазной составляющей и величины синфазной составляющей во входном сигнале. Оно усиливается вместе с входным дифференциальным сигналом, образуя выходное напряжение V_{OUT} .

Коэффициент подавления синфазной составляющей меняется с частотой: он выше на низких частотах и в большинстве усилителей составляет 80–160 дБ (см. рис. 24).

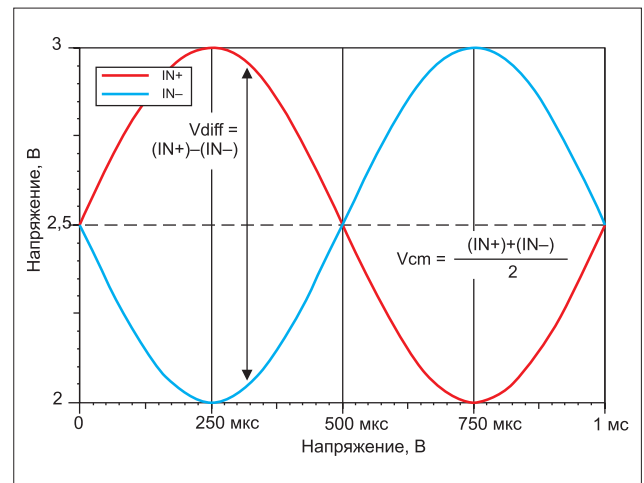


Рис. 22. Дифференциальный и синфазный сигнал

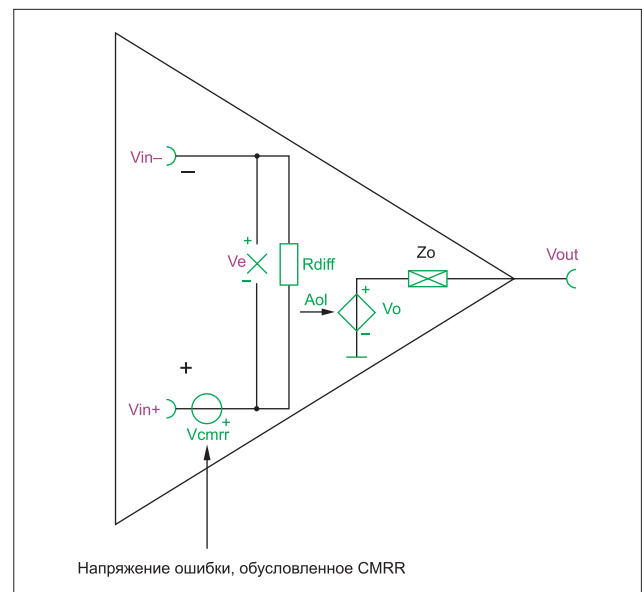


Рис. 23. Упрощенная модель CMRR

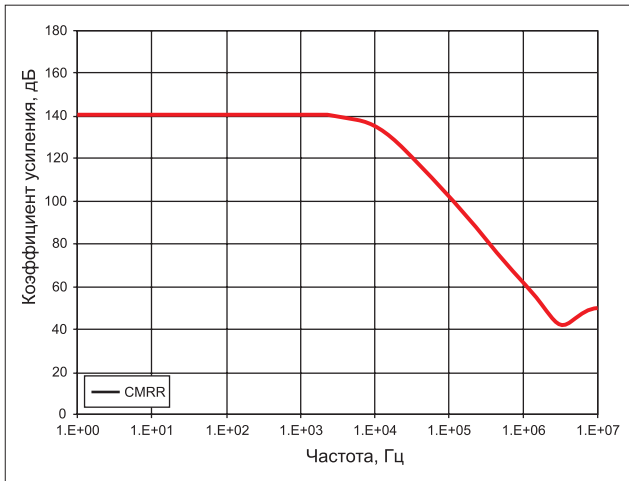


Рис. 24. Типичная зависимость CMRR от частоты

Рассмотрим пример. Если входная синфазная составляющая имеет частоту 100 кГц, то коэффициент подавления равен 100 дБ. Преобразуем его в безразмерную величину (В/В):

$$CMRR (В / В) = 10^{\frac{-CMRR (дБ)}{20}} = 10^{\frac{-100}{20}} = 10^{-5} = 10 \text{ мкВ} / В. \quad (17)$$

Теперь рассчитаем приведенное ко входу напряжение ошибки, вносимое синфазным сигналом на частоте 100 кГц. Для этого перемножим амплитуду синфазного сигнала и коэффициент подавления 10 мкВ/В. Выражение (18) позволяет рассчитать размах амплитуды синфазной составляющей 1 В:

$$V_{CMRR} = V_{CM} \cdot CMRR (В / В) = 1V_{pp} \cdot 10 \text{ мкВ} / В = 10 \text{ мкВ}. \quad (18)$$

Таким образом, синфазный входной сигнал с размахом амплитуды 1 В и частотой 100 кГц генерирует сигнал ошибки, приведенный ко входу, около 10 мкВ. Из рисунка 24 можно получить значения для других частот.

Измерить коэффициент подавления синфазной составляющей можно через отношение КУ дифференциального сигнала при разомкнутой петле ОС к КУ синфазного сигнала при разомкнутой петле ОС. Поскольку измерить эти коэффициенты достаточно сложно, воспользуемся моделированием (см. рис. 25).

В верхней части на входы U_1 подается переменное напряжение V_{in} , чтобы получить чисто синфазный сигнал. Дроссель L_1 выступает в роли провода при постоянном сигнале. При переменном сигнале это разрыв схемы, т.е. контур ОС разрывается, и можно измерить коэффициент усиления синфазного сигнала при разомкнутой петле ОС A_{CM} .

В нижней части источник входного переменного напряжения преобразован в дифференциальный с помощью ГУН E_1 и E_2 . Таким образом, на вход U_2 поступает дифференциальный сигнал, центрированный на уровне 0 В. По аналогии с верхней частью находим A_{DM} . Следует удостовериться, что усилители работают в линейной области.

Для получения коэффициента подавления синфазной составляющей требуется найти передаточную характеристику для переменного сигнала в интересующем частотном диапазоне. Отношение A_{DM}/A_{CM} и даст искомый коэффициент подавления синфазной составляющей. На рисунке 26 приведены результаты для модели OPA2187 (маломощный прецизионный ОУ с нулевым напряжением дрейфа).

ПОДАВЛЕНИЕ ПОМЕХ ПО ПИТАНИЮ

Коэффициент подавления помех по шине питания (PSRR) (в отечественной литературе в аналоговых случаях часто

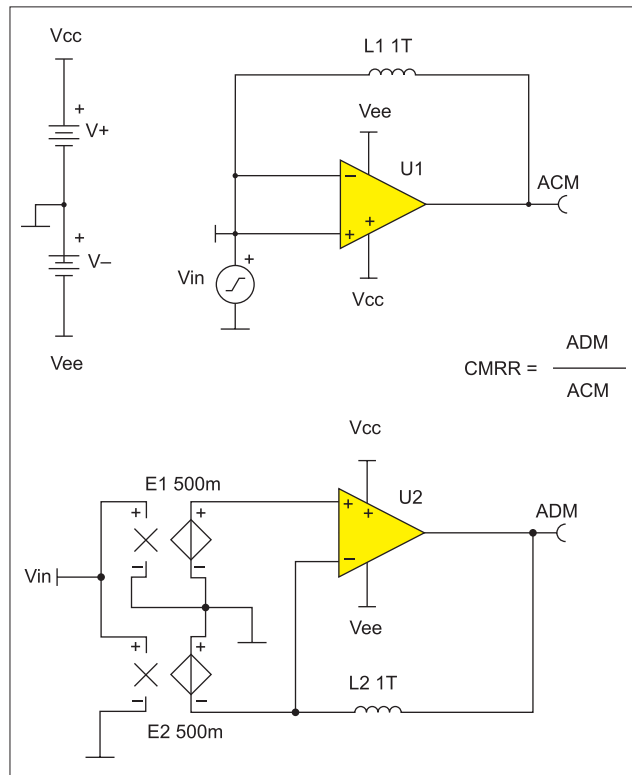


Рис. 25. Схема для тестирования CMRR

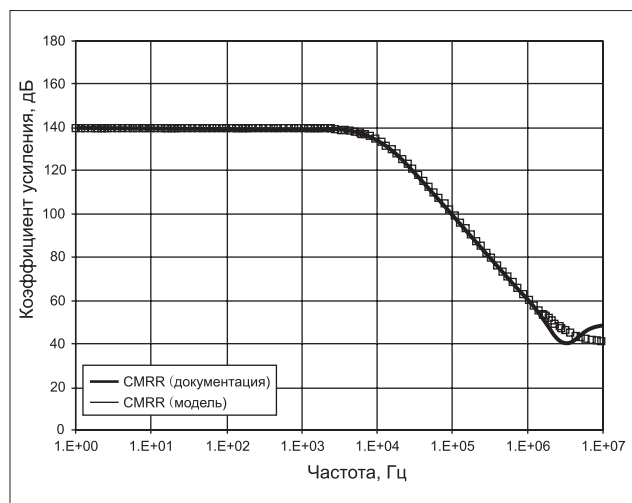


Рис. 26. Результаты тестирования OPA2187

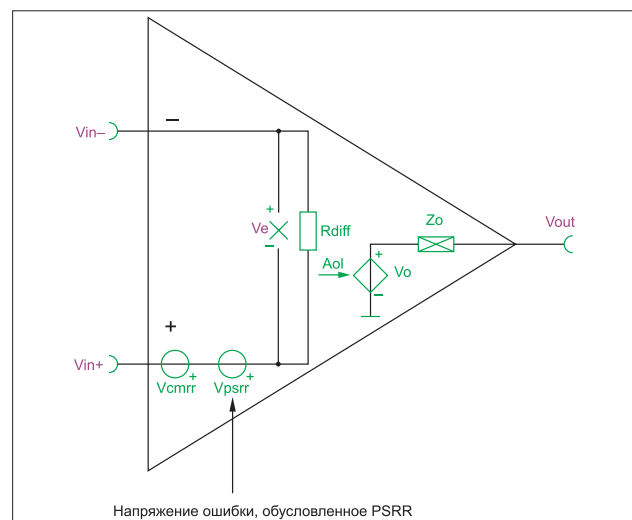


Рис. 27. Упрощенная модель PSRR

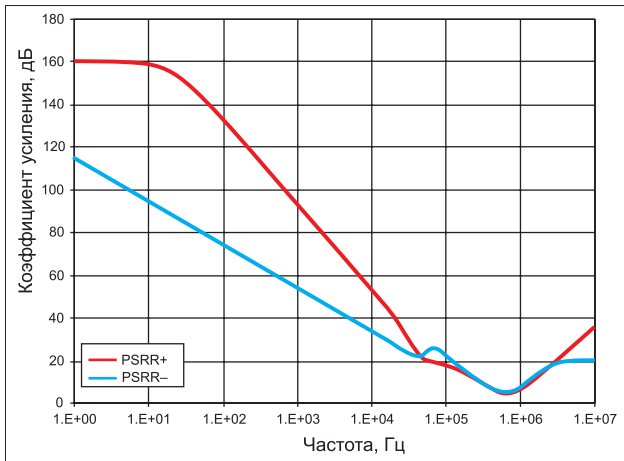


Рис. 28. Типичная зависимость PSRR от частоты

используется термин «коэффициент ослабления нестабильности питания, хотя, строго говоря, это не одно и то же) характеризует, насколько хорошо ОУ ослабляет пульсации на шине питания, которые практически всегда имеются на этих шинах и порождают ошибку V_{PSRR} . На рисунке 27 показан вклад этой ошибки, приведенный ко входу.

На рисунке 28 показан типичный вид зависимости PSRR от частоты. Для положительного и отрицательного источников питания зависимости различаются. Если они совпадают, в документации указывают только одну зависимость.

Коэффициент PSRR определяется как отношение сигнала, приложенного к одному из выводов питания, к общему напряжению смещения на входе. На рисунках 29–30 приведены рекомендуемые схемы тестирования для положительного и отрицательного коэффициентов PSRR. Источник переменного напряжения V_{IN} генерирует положительный сигнал тестирования. Усилитель работает как стандартный буфер с единичным усилением, неинвертирующий вход заземлен. Измеряется напряжение смещения на входе V_{OS} .

Для получения частотной зависимости PSRR проведем анализ передаточной характеристики при переменном сигнале. Получим зависимость V_{IN} и V_{OS} . С помощью функции постобработки симулятора получаем кривую V_{IN}/V_{OS} , т.е. PSRR.

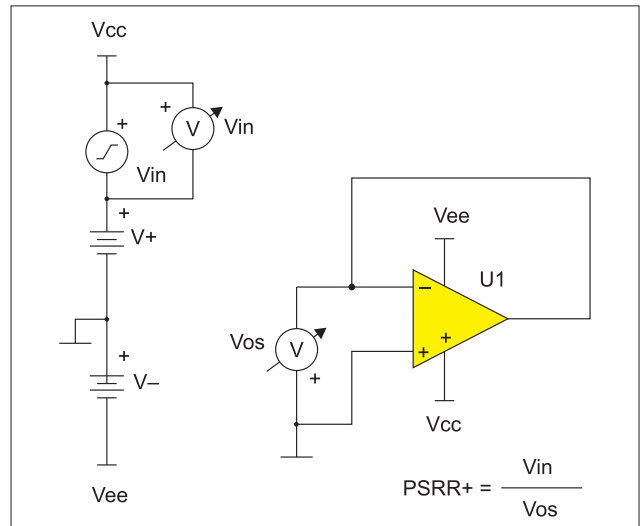


Рис. 29. Схема для тестирования PSRR+

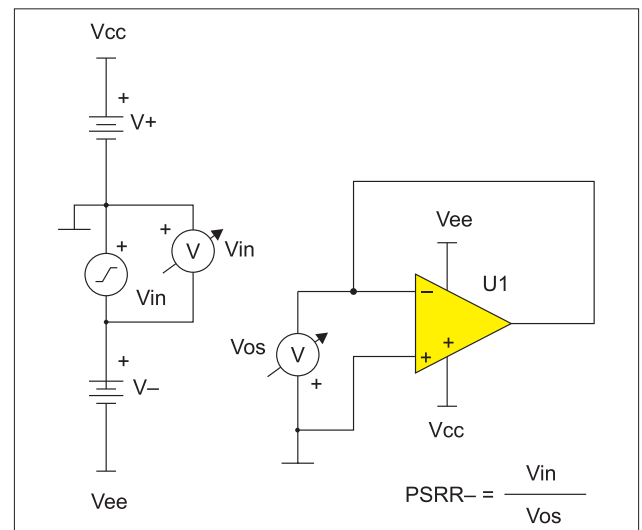


Рис. 30. Схема для тестирования PSRR-

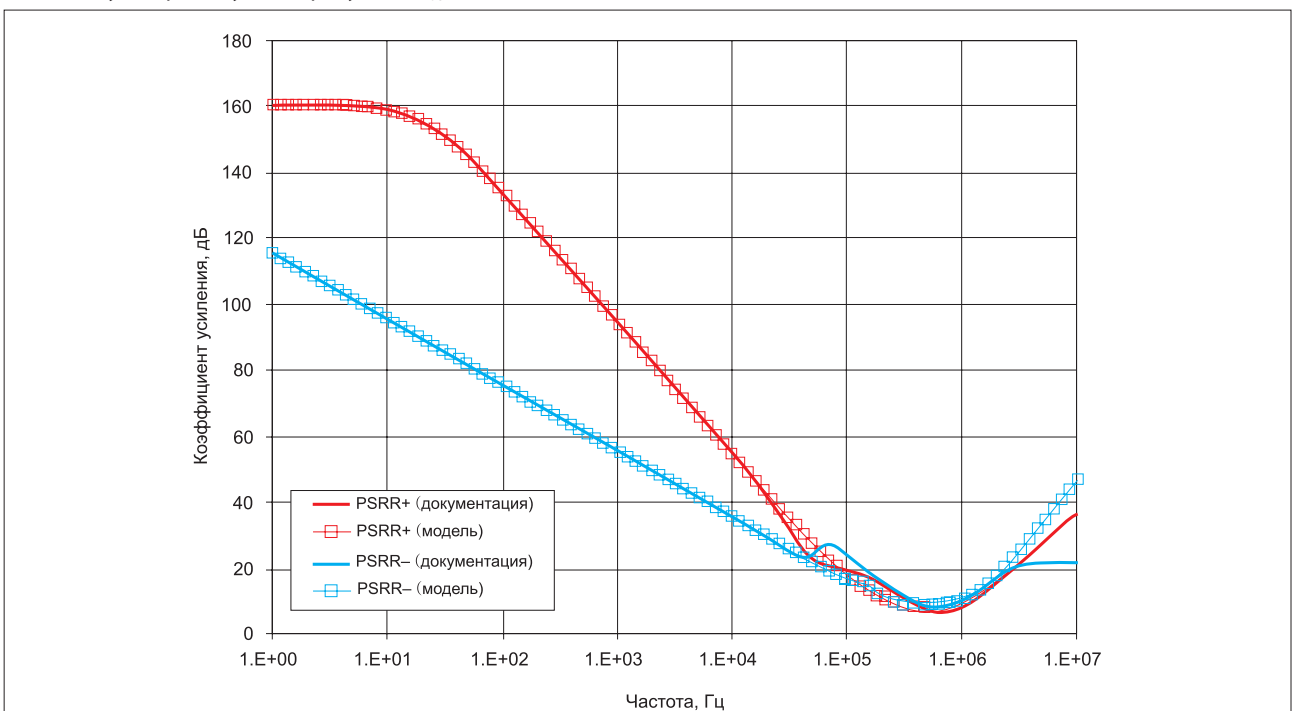


Рис. 31. Результаты тестирования модели OPA2187

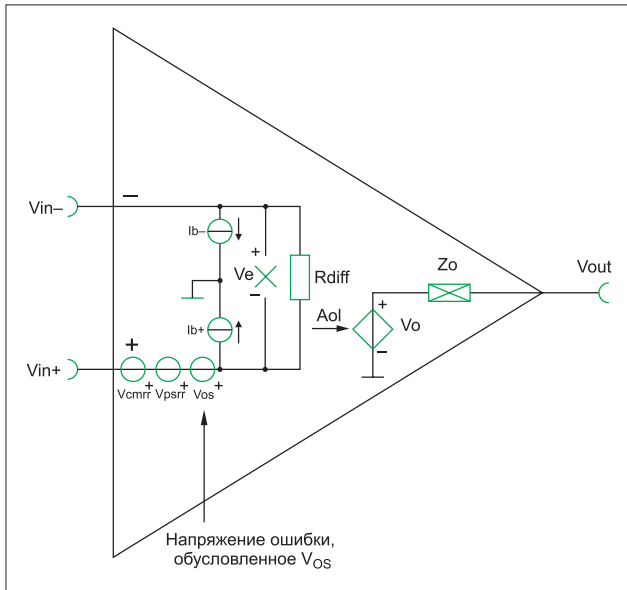


Рис. 32. Упрощенная модель ОУ с учетом I_B и V_{OS}

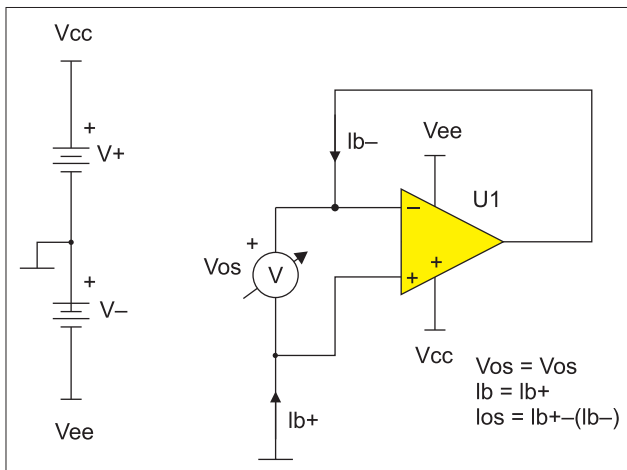


Рис. 33. Схема для тестирования V_{OS} , I_B , I_{OS}

На рисунке 31 приведены результаты тестирования модели ОРА2187. Видно близкое соответствие полученных значений приведенным в документации.

V_{OS} , I_B , I_{OS}

Во многих прецизионных схемах при выборе ОУ одними из первых параметров рассматриваются V_{OS} и I_B . Напряжение V_{OS} – напряжение ошибки, обусловленное слабым рассогласованием транзисторов во входной дифференциальной паре ОУ.

Напряжение V_{OS} моделируется как источник постоянного напряжения ошибки, подключенных к неинвертирующему входу. Оно не зависит от частоты, однако меняется с изменением температуры.

Ток сдвига I_B поступает на входы ОУ. Для биполярных усилителей он обусловлен током базы входных транзисторов; для полевых транзисторов это ток утечки входных диодов, защищающих от электростатического разряда.

Поскольку в идеальном случае на входы поступают токи одинаковой величины, они уничтожаются. Однако на практике это происходит редко. Разница между токами сдвига на неинвертирующем и инвертирующем входах называется током смещения I_{OS} . При моделировании I_B заменяют источником постоянного тока, включенным между входом усилителя и общим проводом. Этот источник зависит от температуры.

При малых значениях сопротивлений на входе и в контуре ОС токи I_B и I_{OS} не вносят заметной погрешности в работу схемы (см. рис. 32).

Таблица. Характеристики V_{OS} , I_B и I_{OS} , указанные в документации ОРА2187

Параметр	Условия	Тип. значение	Макс. значение	Единица изм.
Напряжение смещения				
V_{OS} – входное напряжение смещения		± 1	± 15	мкВ
Входной ток сдвига				
I_B – входной ток сдвига	$V_{CM} = V_S/2$	± 100	± 350	нА
I_{OS} – входной ток смещения		± 100	± 500	нА

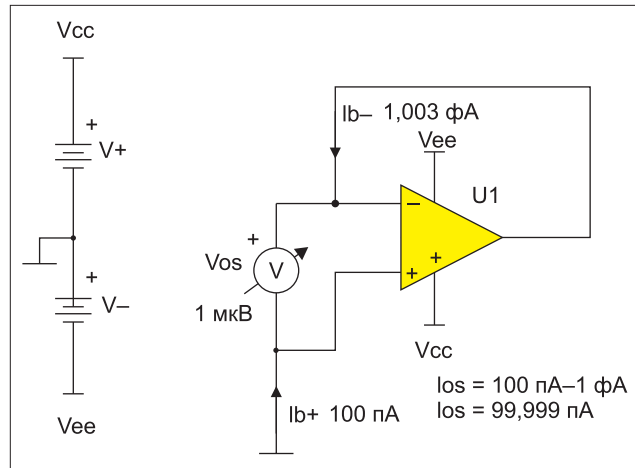


Рис. 34. Результаты тестирования ОРА2187

Следует помнить, что источники ошибки CMRR, PSRR и V_{OS} могут быть как положительной, так и отрицательной полярности. Поскольку они некоррелированы и подчиняются распределению Гаусса, можно использовать сумму их среднеквадратичных значений, чтобы упростить анализ.

В таблице приведены характеристики V_{OS} , I_B и I_{OS} , указанные в документации ОРА2187. Приведены максимальные и типичные значения. При создании модели используются средние показатели, чтобы анализировать типичное поведение ОУ.

Верификация V_{OS} , I_B и I_{OS} не представляет труда. На рисунке 33 приведена схема тестирования. Усилитель работает в режиме буферного повторителя, неинвертирующий вход заземлен. Ток измеряется на обоих входах ОУ (I_{B+} и I_{B-}), дифференциальный вольтметр V_{OS} подключен между входами. С помощью анализа рабочей точки по постоянному току получаем показания всех трех приборов. Если требуется исследовать зависимость от температуры, анализ повторяют при других значениях температуры.

На рисунке 34 показаны результаты тестирования ОРА2187. Сравнивая их с приведенными в документации (см. табл.), видно, что модель обеспечивает точные результаты.

ВЫВОДЫ

Мы рассмотрели разницу между параметрами Z_O и Z_{OUT} , нашли взаимосвязь между ними. Выходной импеданс является важным параметром при оценке работы ОУ при малом сигнале.

Коэффициенты усиления ОУ при наличии ОС и в ее отсутствие различаются. Мы нашли связь между ними. Коэффициент усиления A_{OL} является собственной характеристикой ОУ и практически не зависит от параметров ОС и нагрузки.

При воздействии прямоугольным импульсом выброс в выходном сигнале позволяет судить о запасе по фазе и устойчивости ОУ.

Коэффициент CMRR показывает, насколько хорошо усилитель подавляет синфазную составляющую. Этот коэффициент определяет степень подавления помех по питанию.

Для анализа зависимости работы ОУ от температуры требуются параметры V_{OS} , I_B и I_{OS} . Они не зависят от частоты входного сигнала. \square