

Статья является частью руководства, посвященного практическим аспектам и особенностям проектирования электроники с использованием операционных усилителей (ОУ) – от выбора типа ОУ до тайных приемов опытного разработчика и хитростей отладки. Руководство написано Брюсом Трампом, инженером-разработчиком с почти тридцатилетним стажем, успевшим до Texas Instruments поработать в легендарной компании Burr-Brown. В настоящее время Трамп является ведущим блогером информационного ресурса Texas Instruments “E2E” по аналоговой тематике и готовит к печати книгу об операционных усилителях.

Список ранее опубликованных глав

1. [Диапазоны входных и выходных рабочих напряжений ОУ. Устраняем путаницу](#)
2. [Что нужно знать о входах rail-to-rail](#)
3. [Работа с напряжениями близкими к земле: случай однополярного питания](#)
4. [Напряжение смещения и коэффициент усиления с разомкнутым контуром обратной связи — двоюродные братья](#)
5. [SPICE-моделирование напряжения смещения: как определить чувствительность схемы к напряжению смещения](#)
6. [Где выводы подстройки? Некоторые особенности выводов коррекции напряжения смещения](#)
7. [Входной импеданс против входного тока смещения](#)
8. [Входной ток смещения КМОП- и JFET-усилителей](#)
9. [Температурная зависимость входного тока смещения и случайный вопрос на засыпку](#)
10. [Использование входных резисторов для устранения входного тока смещения. Действительно ли они нужны?](#)
11. [Использование входных резисторов для устранения входного тока смещения. Действительно ли они нужны?](#)
12. [Почему в схемах с ОУ возникают колебания: интуитивный взгляд на две наиболее частые причины](#)
13. [Приручаем нестабильный ОУ](#)
14. [Приручаем колебания: проблемы с емкостной нагрузкой](#)
15. [SPICE-моделирование устойчивости ОУ](#)
16. [Входная емкость: синфазная? дифференциальная? или...?](#)
17. [Операционные усилители: с внутренней компенсацией и декомпенсированные](#)
18. [Инвертирующий усилитель с  \$G = -0,1\$ : является ли он неустойчивым?](#)
19. [Моделирование полосы усиления: базовая модель ОУ](#)
20. [Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ](#)
21. [Время установления: взгляд на форму сигнала](#)
22. [Шум резисторов: обзор основных понятий](#)
23. [Шумы операционного усилителя: неинвертирующая схема](#)
24. [Шумы ОУ: как насчет резисторов обратной связи?](#)
25. [1/f-шум: фликкер-шум](#)
26. [ОУ, стабилизированные прерыванием: действительно ли они шумные?](#)
27. [Развязывающие конденсаторы: они нужны, но зачем?](#)
28. [Неиспользуемые операционные усилители: что с ними делать?](#)
29. [Защита входов от перенапряжений](#)
30. [Могут ли дифференциальные ограничительные диоды на входе ОУ влиять на его работу?](#)
31. <https://www.compel.ru/lib/97744>

Переведено Вячеславом Гавриковым по заказу АО КОМПЭЛ

## 1. Диапазоны входных и выходных рабочих напряжений ОУ. Устраняем путаницу

У разработчиков зачастую возникают вопросы по поводу допустимых значений питающих напряжений, диапазонов входных и выходных напряжений операционных усилителей (ОУ). Я попытаюсь прояснить ситуацию, чтобы устранить часто возникающую путаницу.

Во-первых, у обычного ОУ нет вывода земли. Стандартный операционный усилитель «не знает», какой потенциал считать нулевым. Таким образом, ОУ не различает, работает он с биполярным питанием (dual supply,  $\pm$ ) или с однополярным (single power supply). Схема будет прекрасно функционировать, пока значения питающих, а также входных и выходных напряжений будут находиться в рамках допустимых диапазонов.

Есть три наиболее важных диапазона рабочих напряжений:

Диапазон питающих напряжений (supply-voltage range) определяется как полное напряжение между выводами питания. Например, при заявленном диапазоне  $\pm 15$  В полный размах напряжения составит 30 В. Диапазон рабочих напряжений питания для ОУ может быть обозначен как 6...36 В. Тогда минимальный размах напряжений составит  $\pm 3$  или +6 В. Максимальный размах будет  $\pm 18$  или +36 В. Диапазон напряжений питания может составлять и вовсе 6/+30 В. И – да, несимметричное питание также может использоваться, если учесть замечания следующих пунктов.

Входное синфазное напряжение (common-mode voltage range, CM) обычно указывается относительно значений рабочих напряжений питания, как показано на рисунке 1. В этом случае в документации используется формульная запись, например, для гипотетического ОУ с синфазным напряжением на 2 В больше отрицательного напряжения питания и на 2,5 В меньше положительного напряжения будет использована примерно такая запись: от  $(V-)+2$  В до  $(V+)-2,5$  В.

Диапазон выходного напряжения (output-voltage range) или размах выходного напряжения (output-swing capability) так же, как и в предыдущем случае, указывается относительно значений питающих напряжений. В приведенном примере – от  $(V-)+1$  В до  $(V+)-1,5$  В.

На рисунках 1, 2, 3 представлена буферная схема повторителя напряжения с коэффициентом усиления  $G = 1$ . Ключевая особенность схемы заключается в том, что выходное напряжение усилителя на рисунке 1 будет на 2 В больше, чем значение отрицательного напряжения питания, и на 2,5 В меньше, чем значение положительного напряжения питания. Так получается из-за ограниченного значения входного синфазного напряжения CM. Вам потребуется изменить коэффициент усиления, чтобы расширить диапазон выходных напряжений до максимума. Схема на рисунке 1 является типовой для ОУ с биполярным питанием. Однако использовать однополярное питание также возможно, если не выходить за границы разрешенных диапазонов напряжений.

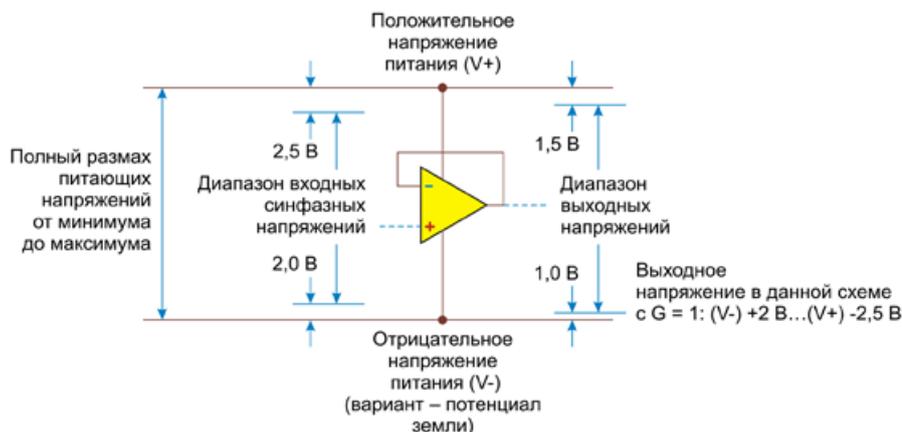


Рис. 1. Диапазоны входных и выходных напряжений типового ОУ с биполярным питанием (dual supply)

На рисунке 2 представлен так называемый ОУ с однополярным питанием (single-supply op amp). Для него допустимое синфазное напряжение может быть равно размаху напряжения питания, а зачастую даже выходит за его границы. Это позволяет использовать такой ОУ в широком перечне схем, которые работают с близкими к нулю потенциалами. ОУ, который не заявлен как усилитель с однополярным питанием, на самом деле также способен работать в однополярной конфигурации в некоторых схемах, однако реальный однополярный усилитель оказывается более универсальным.

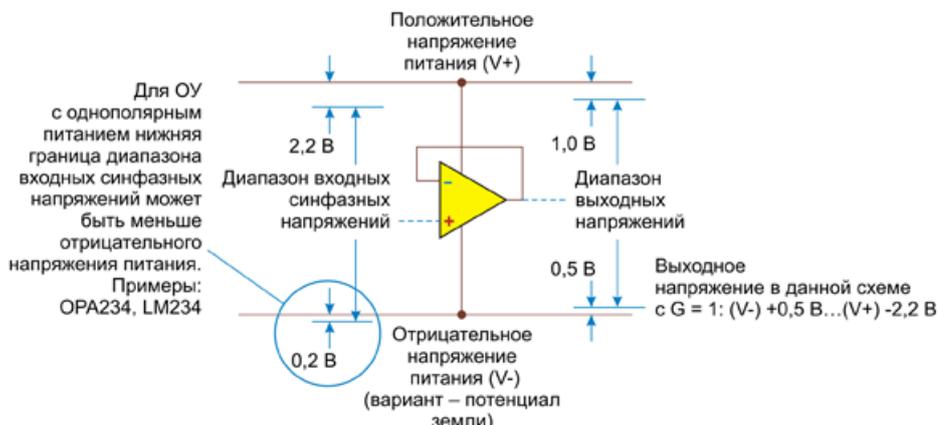


Рис. 2. Диапазоны входных и выходных напряжений типового ОУ с однополярным питанием (single-supply op amp)

В буферной схеме с коэффициентом усиления  $G = 1$  такой ОУ обеспечивает потенциал выхода на 0,5 В выше уровня отрицательного напряжения питания за счет ограничения выходного диапазона и на 2,2 В ниже значения положительного напряжения питания за счет ограничения входного синфазного напряжения.

На рисунке 3 показан rail-to-rail ОУ. Вход rail-to-rail способен работать со входными напряжениями, равными или даже превосходящими уровни питающих напряжений. Выход типа rail-to-rail подразумевает, что выходные напряжения ОУ максимально близки к значениям напряжений питания, и обычно отличаются от них всего на 10...100 мВ. Некоторые ОУ обозначают только как усилители с выходом типа «rail-to-rail» и не упоминают о входных характеристиках, показанных на рисунке 3. Технологию «Rail-to-rail» чаще всего применяют для ОУ с однополярным питанием 5 В и ниже, чтобы максимально эффективно использовать ограниченный диапазон питающих напряжений.

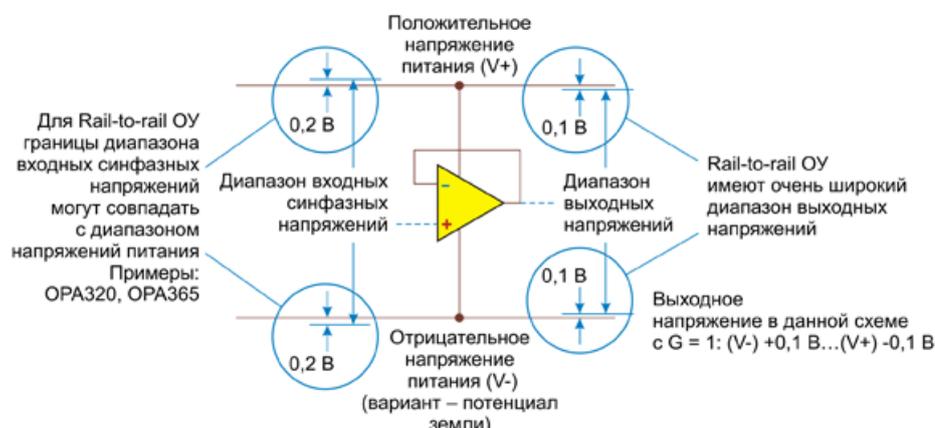


Рис. 3. Диапазоны входных и выходных напряжений типового rail-to-rail ОУ

Усилители rail-to-rail весьма привлекательны благодаря менее жестким ограничениям диапазонов используемых напряжений, однако они не всегда являются оптимальным выбором. Как правило, приходится искать компромиссы с учетом значений других параметров. Именно для этого и нужны разработчики аналоговых схем.

## 2. Что нужно знать о входах rail-to-rail

Rail-to-rail ОУ чрезвычайно популярны и полезны при работе с малыми уровнями напряжений питания. Вместе с тем, необходимо понимать, чем приходится расплачиваться за возможность их использования. На рисунке 4 показан входной каскад rail-to-rail, который содержит по паре N-канальных и P-канальных транзисторов. P-канальные полевые транзисторы отвечают за работу с сигналами из нижней части диапазона синфазных напряжений, в том числе – с теми, которые оказываются немного меньше отрицательного напряжения питания (или потенциала земли в случае ОУ с однополярным питанием).

N-канальные полевые транзисторы работают с сигналами из верхней части диапазона синфазных напряжений, в том числе – с теми, которые оказываются немного выше положительного напряжения питания. Дополнительные цепи (на рисунке 4 не показаны) определяют, какой из каскадов используется в данный момент. Большинство подобных двухкаскадных ОУ производства компании **Texas Instruments** (ТИ) разработано таким образом, что переключение между активными каскадами происходит при напряжении на 1,3 В ниже положительного напряжения питания. При более высоких значениях P-канальным транзисторам не хватает напряжения на затворе, и сигнал перенаправляется к N-канальным ключам.

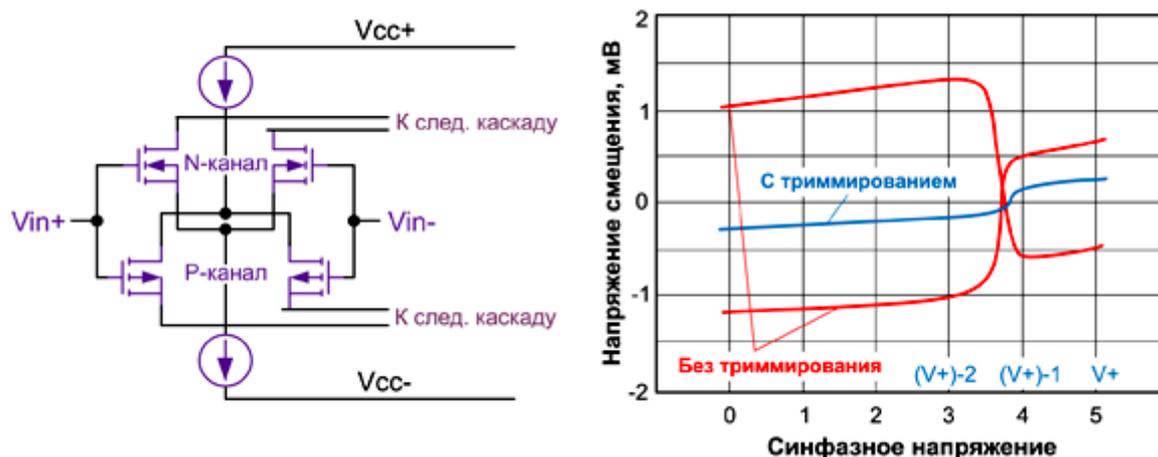


Рис. 4. Типовой входной каскад rail-to-rail содержит два N-канальных и пару P-канальных транзисторов

Входные P-канальные и N-канальные каскады отличаются значениями напряжения смещения (offset voltages). Если входной сигнал проходит через границу переключения каскадов, то это приводит к скачкообразному изменению напряжения смещения. Некоторые ОУ проходят заводскую лазерную подгонку или электронную подстройку для уменьшения напряжения смещения. Такая подгонка позволяет уменьшить скачок при переключении каскадов, однако не убирает его полностью. Схема, которая отвечает за переключение, в качестве базовой точки, использует положительное напряжение питания. При использовании питания 3,3 В это приводит к неприятному явлению – появлению средней точки (midsupply).

В большинстве приложений такое скачкообразное изменение смещения проходит незамеченным, однако для прецизионных схем это может стать проблемой. Также могут возникнуть искажения при работе с переменным сигналом, если такой сигнал пересекает точку переключения каскадов.

На рисунке 5 показан второй вариант реализации rail-to-rail-входов. Встроенный повышающий регулятор формирует для P-канального каскада напряжение, которое оказывается примерно на 2 В выше, чем напряжение питания. Использование повышенного напряжения позволяет с помощью единственного каскада работать с входным диапазоном rail-to-rail без каких-либо скачков.

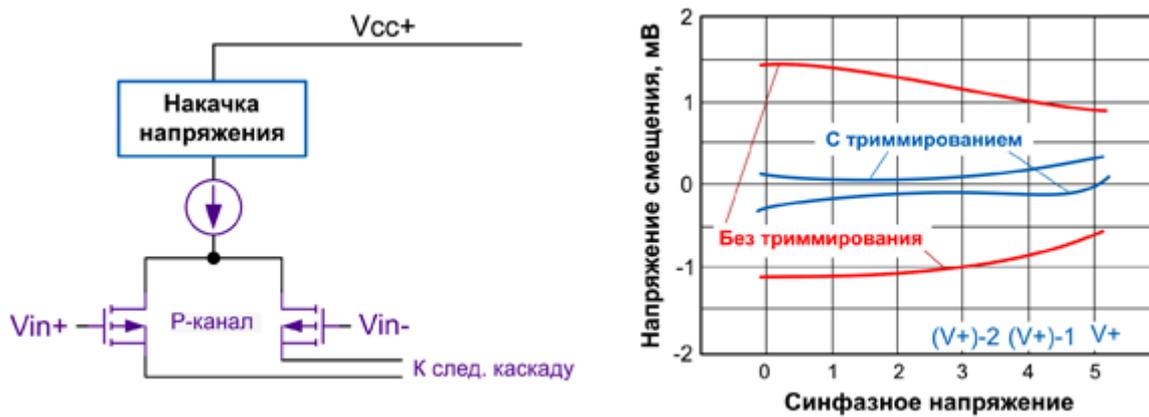


Рис. 5. Входной каскад rail-to-rail с внутренним повышающим регулятором для питания P-канального каскада

Слова «повышающий преобразователь» для некоторых разработчиков звучат пугающе: «Разве эти преобразователи не шумят?» Однако наиболее современные модели производства TI стали заметно тише. Повышающий регулятор требует очень мало тока, так как используется только для питания входного каскада. Здесь не требуется дополнительных внешних выводов и конденсаторов – все интегрировано в ОУ. Уровень шума преобразователя оказывается меньше собственного широкополосного шума ОУ, и его редко можно увидеть во временной области. Однако устройства, анализирующие шумовой спектр этих ОУ, могут обнаружить в нем некоторые артефакты.

Не во всех приложениях требуется вход rail-to-rail. Инвертирующим усилителям и усилителям с неединичным коэффициентом усиления такой вход не нужен. И, тем не менее, его используют. Задумайтесь, действительно ли вам необходим rail-to-rail-усилитель? Многие инженеры предпочитают использовать их, чтобы не волноваться о выходе сигнала за рамки допустимого входного диапазона напряжений. Они применяют одни и те же ОУ во многих электронных узлах своих систем. Одни узлы требуют входа rail-to-rail, а другие – нет. Зная о существующих типах rail-to-rail и их особенностях, следует подходить к их выбору более осознанно. Если же возникают сомнения – всегда можно обратиться к инженерам на форуме TI E2E™ / Community Precision Amplifiers.

Вот несколько примеров ОУ:

[ОРА340](#) – ОУ с двухкаскадным входом и подгонкой напряжения смещения, 5,5 МГц, rail-to-rail КМОП;

[ОРА343](#) – ОУ с двухкаскадным входом без подгонки напряжения смещения, 5,5 МГц, rail-to-rail КМОП;

[ОРА320](#) – ОУ с однокаскадным входом и повышающим регулятором, 20 МГц, rail-to-rail КМОП;

[ОРА322](#) – ОУ с однокаскадным входом и повышающим регулятором, 20 МГц, rail-to-rail КМОП.

[Оригинал статьи](#)

### 3. Работа с напряжениями близкими к земле: случай однополярного питания

Какое максимально близкое к нулю выходное напряжение могут обеспечить усилители с выходами rail-to-rail? В данном случае я говорю о КМОП-усилителях (CMOS op amp), которые часто используют в низковольтных схемах, когда требуется добиться максимального размаха выходного напряжения. Компания **Texas Instruments** обычно приводит характеристики для таких устройств в виде, показанном в таблице 1.

Таблица 1. Выходные характеристики усилителей типа *Выходные характеристики усилителей типа rail-to-rail*



Таблица 1 показывает, что потенциал на выходе всегда отличается от потенциала земли не менее чем на 15 мВ, и эта величина может оказаться критичной при проведении точных измерений относительно земли. Однако следует четко понимать, что означают условия, для которых приведены эти характеристики. Например, в данном случае подразумевается, что нагрузка подключена к средней точке схемы (между выводами питания).

Перед таблицей с параметрами вы часто можете найти условия проведения измерений, например, нагрузка RL была подключена к  $V_S/2$ .

При таких условиях усилитель должен обеспечивать втекание тока, поступающего через нагрузочный резистор, в то время как потенциал на выходе приближается к земле. Такой способ проверки гарантирует, что через выход усилителя ток может протекать в обоих направлениях. Это разумный и консервативный способ проверить усилитель. Но что если нагрузка подключена по-другому? Предположим, в вашем случае нагрузка подключена к земле, как это показано на рисунке 6. Нагрузочный резистор на самом деле помогает подтянуть выход к земле, а усилителю не обязательно обеспечивать втекание тока.

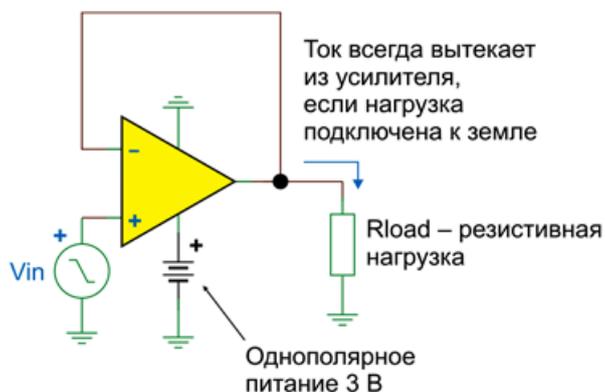


Рис. 6. Пример подключения нагрузки операционного усилителя к земле

При таких условиях большинство КМОП ОУ может обеспечить на выходе потенциал, максимально близкий к нулю – на уровне одного-двух милливольт. В документации подобная возможность не освещается, однако на это есть намек на рисунке 7, на котором размах выходного напряжения представляется как зависимость от величины выходного тока. Этот график может быть более наглядным при более высоком разрешении, однако даже без него видно, что величина выходного напряжения приближается к указанному значению напряжений питания  $\pm 2,75$  В. При работе с однополярным питанием потенциал на выводе V- равен 0 В.

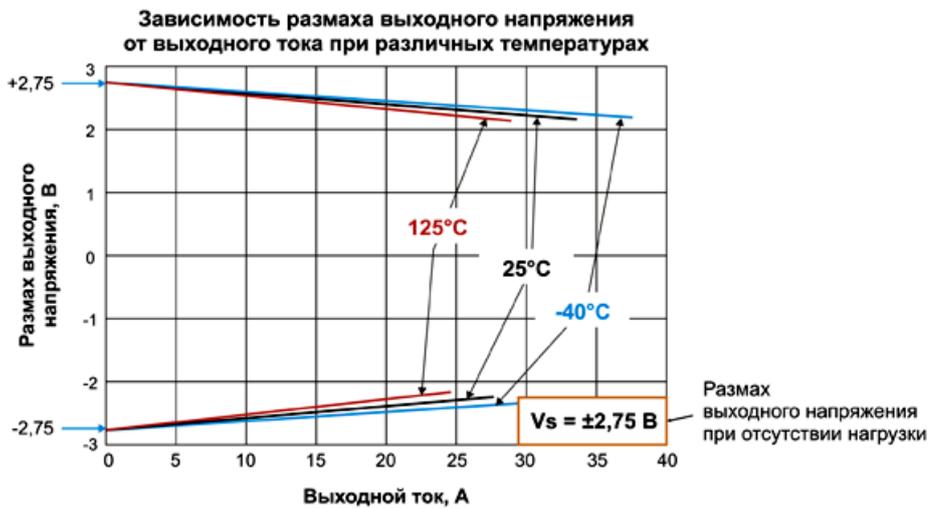


Рис. 7. Величина размаха выходного напряжения как функция выходного тока

Теперь необходимо сделать несколько замечаний. Обратите внимание, что на рисунке 8 цепь обратной связи подключена к земле. Поэтому необходимо учитывать не только  $R_L$ , но и все остальные элементы, нагружающие выход усилителя. В нашем случае суммарное сопротивление  $R_1 + R_2$  является дополнительной нагрузкой, включенной параллельно с  $R_L$ . Однако если резистор  $R_1$  будет подключен к напряжению питания, то выход усилителя должен обеспечивать втекание тока от резистивной цепочки обратной связи при потенциале на выходе, приближающемся к 0 В. Очевидно, что при этом выход будет уже чуть более отличаться от уровня земли.

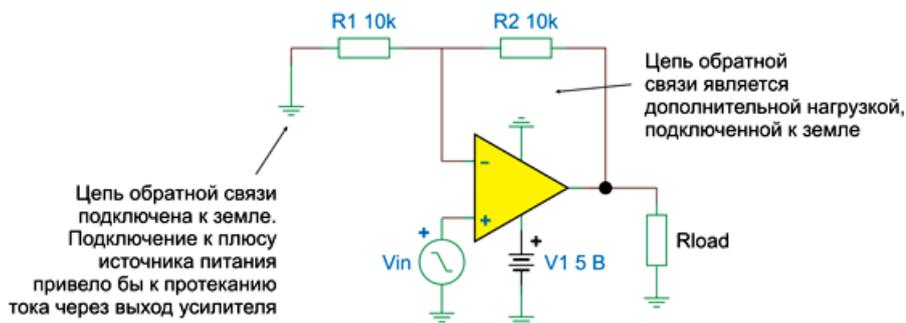


Рис. 8. Схема включения однополярного ОУ с цепью обратной связи, подключенной к земле

Если предположить, что в той же самой схеме коэффициент усиления достаточно высок, то входное напряжение смещения (Offset Voltage) может привести к появлению дополнительного смещения на выходе. Например, если  $G = 20$  и входное смещение составляет 1 мВ, то при нулевом входном напряжении на выходе будет наблюдаться 20 мВ. В данном случае причиной этого является не ограничение размаха выходного напряжения, а наличие входного напряжения смещения. Конечно, небольшое отрицательное напряжение на входе способно вернуть выходное напряжение к уровню 0 В, однако ваша схема может и не иметь отрицательного напряжения.

Сигналы переменного тока при работе с реактивной нагрузкой могут быть исключением. Нагрузочный ток и выходное напряжение при реактивной нагрузке смещены по фазе, вследствие чего усилитель может обеспечивать втекание тока при нулевых выходных напряжениях.

В отличие от КМОП-усилителей, усилители, выполненные по биполярной технологии, не могут обеспечить потенциал на выходе, близкий к уровню земли.

Низковольтные приложения с батарейным питанием представляют особую сложность. Кажется, что при их создании мы всегда боремся за возможность получения максимального размаха выходного напряжения. Имея ясное представление о возможностях ОУ, вы всегда сможете решить вопросы с дополнительным смещением выходного сигнала вблизи уровня земли.

## 4. Напряжение смещения и коэффициент усиления с разомкнутым контуром обратной связи — двоюродные братья

Всякий, изучавший электронику, знаком с понятием напряжения смещения. Напряжение смещения операционного усилителя равно выходному напряжению в схеме с единичным усилением  $G = 1$  (рисунок 9а). При выполнении моделирования для учета влияния напряжения смещения может быть использован дополнительный источник постоянного напряжения, подключенный ко входу усилителя. В схеме с единичным усилением  $G = 1$  это смещение передается напрямую на выход. В схеме с высоким коэффициентом усиления на рисунке 9б выходное напряжение составляет  $1000 V_{os}$ . Так ли это? Почти, но не совсем. Понимание этого «не совсем» поможет разобраться с частыми ошибками в схемах с ОУ.

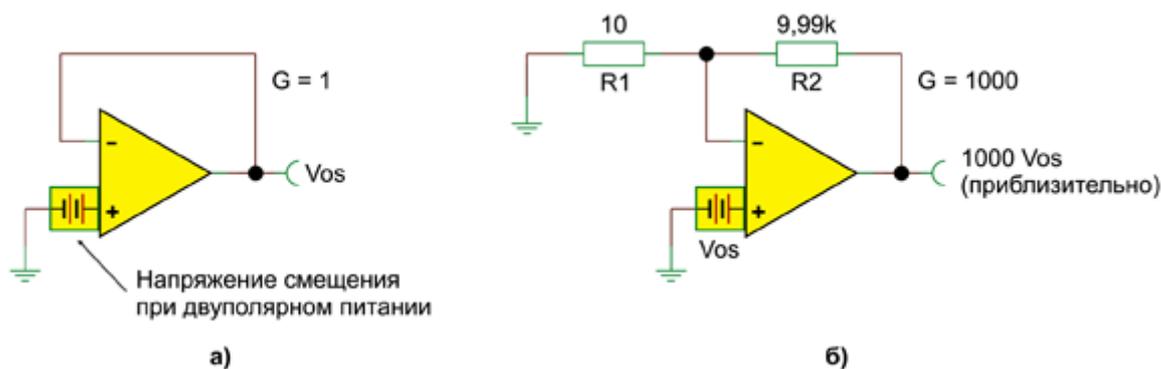


Рис. 9. Выходное напряжение смещения при  $G = 1$  В/В (а) и  $G = 1000$  В/В (б)

В первой схеме выходное напряжение было очень близким к средней точке (здесь подразумевается биполярное питание). Это – выходное напряжение, при котором компания **Texas Instruments** определяет и проверяет напряжение смещения. Но во второй схеме при входном смещении в несколько милливольт на выходе может быть напряжение в несколько вольт. А чтобы получить полный размах выходного напряжения, потребуется совсем небольшое дифференциальное напряжение на входе ОУ, соответствующее заданному коэффициенту усиления.

Рассмотрим числовой пример. Если коэффициент усиления по постоянному напряжению с разомкнутой обратной связью составляет 100 дБ, то получаем усиление  $1/10^{(100 \text{ дБ}/20)} = 10 \text{ мкВ/В}$ . Таким образом, чтобы сместить выход на 1 В относительно средней точки, требуется приложить ко входу напряжение 10 мкВ. Теперь представьте эту ситуацию так, как будто напряжение смещения изменяется при изменении выходного напряжения. Тогда изменению выходного напряжения на 9 В будет соответствовать изменение в 90 мкВ на входе. Попробуйте определить самостоятельно, много это, для вашей схемы или нет?

Таким образом мы рассматриваем коэффициент усиления в разомкнутом контуре как изменение напряжения смещения при изменении выходного напряжения. Этот подход позволяет интуитивно оценить величину ошибки. Характер этой ошибки может также иметь значение. Чтобы измерять напряжение смещения и усиление с разомкнутым контуром, следует использовать схему двухкаскадного усилителя. С ее помощью можно контролировать выходное напряжение и измерять напряжение смещения. Если постепенно изменять выходное напряжение в пределах всего выходного диапазона, то изменение напряжения смещения обычно выглядит примерно так, как показано на рисунке 10.

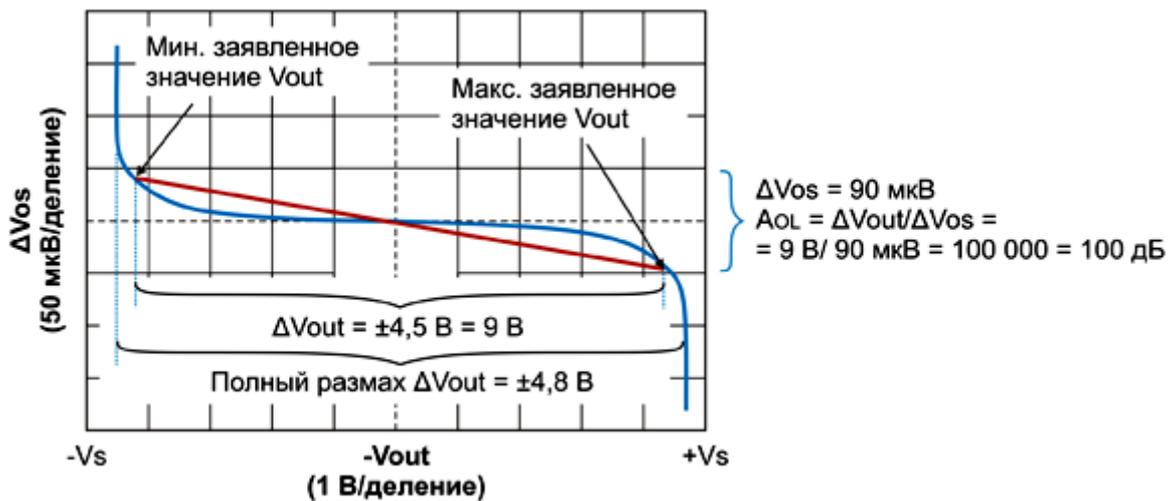


Рис. 10. Напряжение смещения как функция от выходного напряжения

Обратите внимание, что наибольшая скорость изменения напряжения смещения наблюдается вблизи положительной и отрицательной границ диапазона. Усилителю приходится «напрячься», чтобы обеспечить максимальное выходное напряжение. Рост коэффициента усиления с разомкнутой обратной связью выше в середине диапазона и падает, когда напряжение на выходе приближается к крайним точкам. При разработке схем необходимо учитывать эту особенность. Вблизи граничных значений выходного напряжения происходит более резкое увеличение напряжения смещения.

Производители операционных усилителей по-разному определяют коэффициент усиления с разомкнутой обратной связью (AOL). Для своих прецизионных ОУ компания TI использует усреднение значений коэффициента усиления в широком диапазоне выходных напряжений для получения хорошей линейной зависимости (красная линия на рисунке 10). Пример отражения этих характеристик в документации – в таблице 2.

Таблица 2. Значение коэффициента усиления с разомкнутым контуром для нагрузки различного типа


Когда усилитель работает с перегрузкой (при приложении большого напряжения смещения), выходное напряжение будет приближаться к граничным значениям. Иногда выходное напряжение будет превышать значения из диапазона, указанного в таблице 2. Например, в таблице 3 приведено значение выходного напряжения с перегруженным входом. Разработчики компании TI называют эту характеристику «характеристикой выталкивания». Такое название подчеркивает, что вход перегружен, а напряжение на выходе пытается максимально близко «протолкнуться» к граничным значениям. Оба типа спецификаций полезны в зависимости от требований конкретного приложения. В данном случае важно правильно интерпретировать приведенные параметры.

Таблица 3. Пример величины выходного напряжения при перегруженном входе


## 5. SPICE-моделирование напряжения смещения: как определить чувствительность схемы к напряжению смещения

Не всегда очевидно, как напряжение смещения будет влиять на поведение схемы. Смещение по постоянному току легко симулировать с помощью специальных программ SPICE-моделирования, но макромоделли операционных усилителей используют одно конкретное значение напряжения смещения. Чего же следует ждать при изменении этого параметра от устройства к устройству? В данном случае хорошим примером служит улучшенная схема источника тока (рисунок 11). В ней цепи обратной связи подключены одновременно к обоим входам, поэтому не сразу можно понять, как входное напряжение смещения (VOS) операционного усилителя будет влиять на величину выходной ошибки. [OPA548](#) – мощный операционный усилитель с максимальным выходным током 5 А и напряжением питания до 60 В. Он часто используется в схемах источников тока. Рассмотрим, как максимальное напряжение смещения 10 мВ влияет на выходной ток схемы.

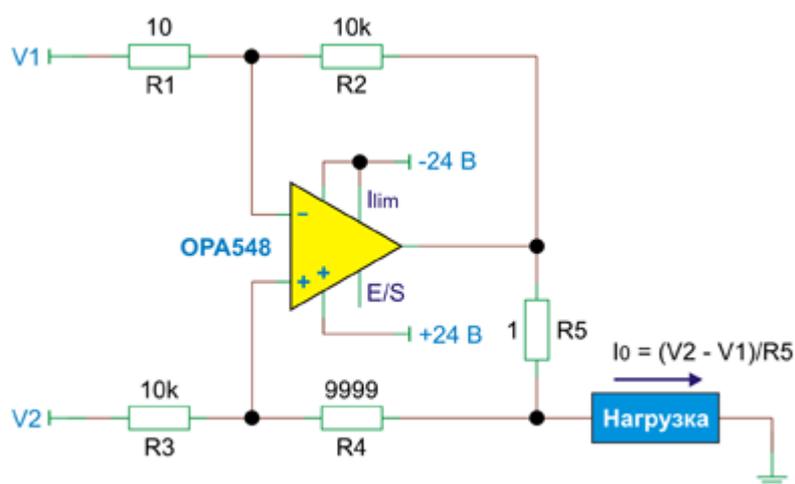


Рис. 11. Схема источника тока

Перед тем как начать моделирование, есть возможность [изучить примеры](#). Как вы думаете, какой выходной ток будет при входном напряжении смещения 10 мВ?

Смещение моделируется в виде источника напряжения, подключенного к одному из входов усилителя. Поэтому при создании схемы в программе вы можете просто включить источник постоянного напряжения последовательно с одним из входов, чтобы учесть эффект изменения напряжения смещения. При подключении узлов V1 и V2 к земле в идеале стоило ожидать нулевого выходного тока, но приложенное напряжение смещения будет обеспечивать небольшую разницу на входе:  $V_X = 0$  и  $V_X = 10$  мВ. Можно определить изменение выходного тока при изменении напряжения  $V_X$  (рисунок 12), хотя возможны и другие источники смещения. В данном случае разница в значениях выходного тока для двух значений  $V_X$  показывает влияние напряжения смещения. Конечно, смещение может иметь и противоположную полярность.

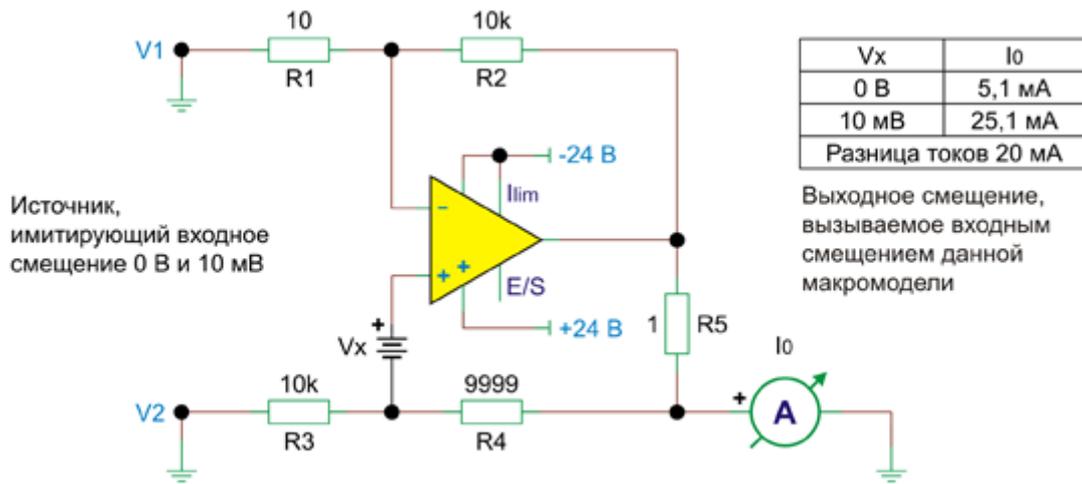


Рис. 12. Смещение выходного тока, вызванное входным напряжением смещения

Напряжение на выходе присутствует даже когда  $V_x = 0$ , это происходит из-за наличия встроенного в макромодель ОРА548 источника напряжения смещения 2,56 мВ. Большинство макромоделей **TI** имеет такой встроенный источник, напряжение которого выбирается равным типовому значению смещения в реальных ОУ. В некоторых схемах дополнительным источником выходных смещений могут становиться входные токи смещения и/или входные токи сдвига.

Правильно ли Вы ответили на поставленный вопрос? Какой выходной ток смещения Вы ожидали получить?

Предложенная схема источника тока, по сути, является разностным усилителем (четыре резистора вокруг ОУ) с дополнительным резистором R5. Этот усилитель с единичным коэффициентом усиления (номиналы резисторов обратной связи равны) обеспечивает передачу входного напряжения ( $V_2 - V_1$ ) на R5, а результирующий ток течет в нагрузку. Однако напряжение смещения приложено непосредственно к неинвертирующему входу и усиливается с коэффициентом +2, так как для неинвертирующего усилителя  $G = 1 + R_2/R_1$ . Таким образом, напряжение смещения 10 мВ создает выходное напряжение 20 мВ на R5, а значит, выходной ток смещения равен 20 мА. Отрицательное смещение -10 мВ приведет к созданию выходного тока -20 мА (ток течет от нагрузки в ОУ).

Возможно, этот результат был для Вас очевиден, а может – и нет. В любом случае, SPICE-моделирование может его подтвердить.

[Оригинал статьи](#)

## 6. Где выводы подстройки? Некоторые особенности выводов коррекции напряжения смещения

В 2012 году мой коллега Софьян Бендауд опубликовал статью [«Pushing the Precision Envelope»](#). В ней он рассматривал различные технологии, которые используются компанией TI для подстройки и подгонки напряжения смещения до очень малых значений. Это заставило меня задуматься о выводах регулировки напряжения смещения. Куда они пропали?

У новейших операционных усилителей выводы регулировки смещения отсутствуют, хотя раньше они были практически у всех ОУ. Это произошло по целому ряду причин, таких как появление более совершенных усилителей с меньшим смещением, разработка систем автокалибровки, стремление снизить затраты на сбоку и подстройку ОУ, миниатюризация корпусов для поверхностного монтажа. Все это привело к исчезновению выводов подстройки. Стоит отметить, что многие популярные ОУ до сих пор снабжены выводами коррекции напряжения смещения, однако разработчики начали забывать об особенностях их использования.

Самое простое правило: если вы не используете выводы коррекции напряжения смещения, то оставьте их неподключенными. Не подключайте их к земле.

На рисунке 13 показана типовая схема внутренней подстройки. Выводы коррекции подключены ко входному каскаду. Регулировка потенциометра изменяет баланс нагрузки на несколько милливольт (+ или -), компенсируя входное напряжение смещения. В документации обычно указывают рекомендуемое сопротивление потенциометра, однако это не так важно. Использование потенциометра с гораздо более высоким сопротивлением приведет к тому, что изменение напряжения смещения при регулировке потенциометра произойдет в крайних положениях. Слишком малое значение сопротивления сузит диапазон регулирования. Значения сопротивления в диапазоне больше 50...100% от рекомендуемого значения, скорее всего, позволят потенциометру вполне удовлетворительно работать.

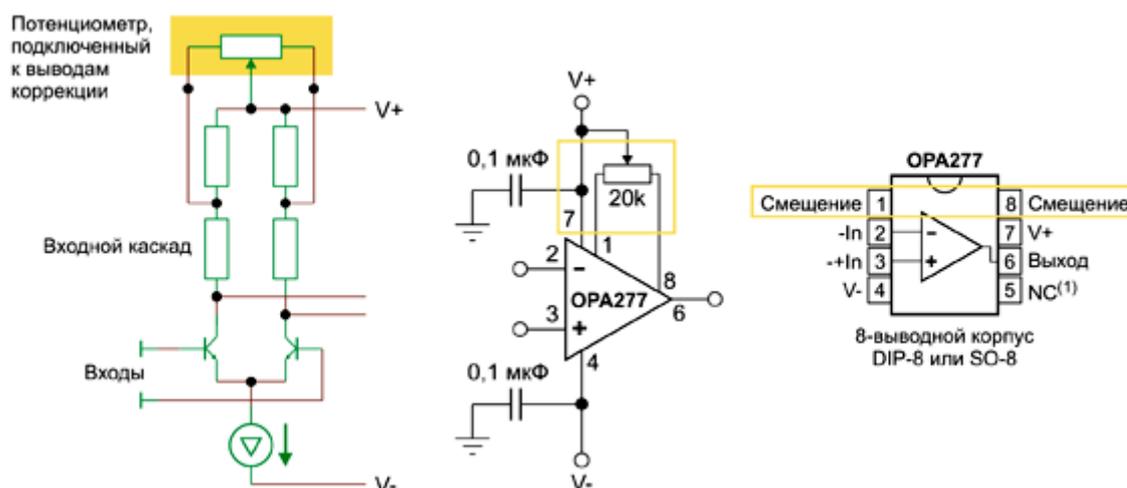


Рис. 13. Типовая схема внутренней подстройки и подключение выводов регулировки ко входному каскаду

Обратите внимание, что схема подстройки в приведенном примере в качестве опорной точки использует источник питания V+. Некоторые операционные усилители в качестве опорной точки используют источник питания V-. Подключение потенциометра к неправильному потенциалу или к земле при использовании биполярного питания обязательно вызовет проблемы. Некоторые разработчики пытаются использовать сложные активные схемы для

управления выводами подстройки. Потенциально это возможно, однако использование в цепи земли в качестве опорной точки может привести к ухудшению коэффициента ослабления помех по цепям питания.

Наиболее эффективной является компенсация напряжения смещения самого первого усилительного каскада в многокаскадной схеме. Как правило, этот усилитель имеет небольшой коэффициент усиления, и влияние его напряжения смещения превышает вклад напряжений смещения последующих усилителей. Кроме того, если использовать цепи калибровки для коррекции последующих каскадов, то этим можно внести нежелательный температурный дрейф.

Если выводы коррекции напряжения смещения отсутствуют, то следует использовать другие способы компенсации. Например, можно подключать потенциометр или другие корректирующие цепочки в разные точки схемы. Конкретные примеры показаны на рисунке 14. Используемые корректирующие напряжения должны быть получены от источников питания. Также можно использовать регулируемые источники напряжения. Нерегулируемые источники питания, например, аккумуляторы, могут работать не постоянно и недостаточно стабильно.

Компенсация напряжения смещения с помощью выводов коррекции

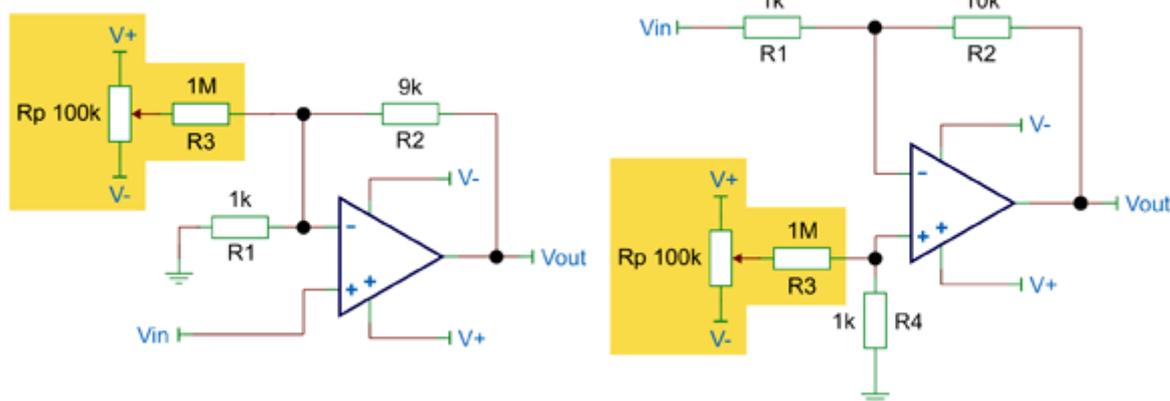


Рис. 14. Примеры приложения корректирующих напряжений к различным узлам схемы

Современные усилители имеют столь малые значения напряжения смещения, что часто устраняют необходимость во внешней подстройке. Тем не менее, бывают случаи, когда требуется некоторая регулировка смещения. Теперь вы знаете, как выполнять компенсацию напряжения смещения с помощью выводов регулировки или дополнительных схем.

[Оригинал статьи](#)

## 7. Входной импеданс против входного тока смещения

Когда я помогаю выбирать операционные и инструментальные усилители, то часто слышу фразу: «Мне требуется по-настоящему высокий входной импеданс».

На самом деле входное сопротивление редко доставляет настоящие проблемы. (Входная емкость, реактивная часть входного импеданса – другое дело). Вместо этого чаще всего требуется малый входной ток смещения (input bias current,  $I_B$ ). Да, эти параметры связаны между собой, но есть важные отличия. Давайте с ними разберемся.

Самая простая модель входа может быть представлена в виде схемы с параллельным включением источника тока (входной ток смещения) и входного резистора (рисунок 15). Наличие резистора приводит к тому, что ток меняется при изменении напряжения. Входной ток смещения – это входной ток, измеренный при конкретном входном напряжении, обычно – при напряжении средней точки.

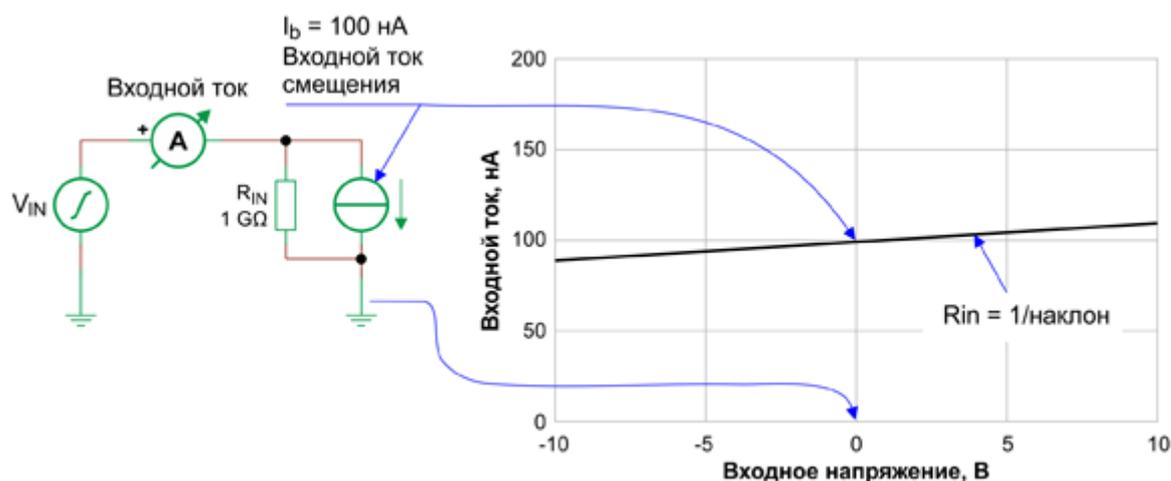
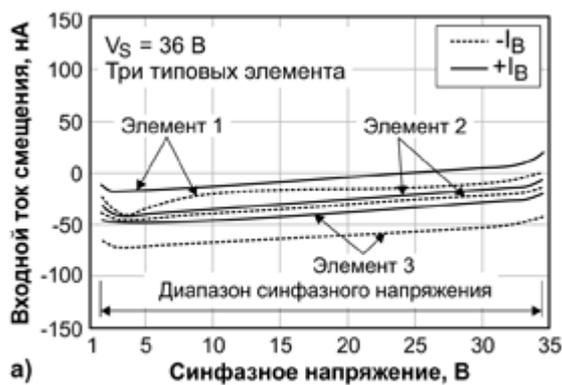


Рис. 15. Простейшая модель входа ОУ

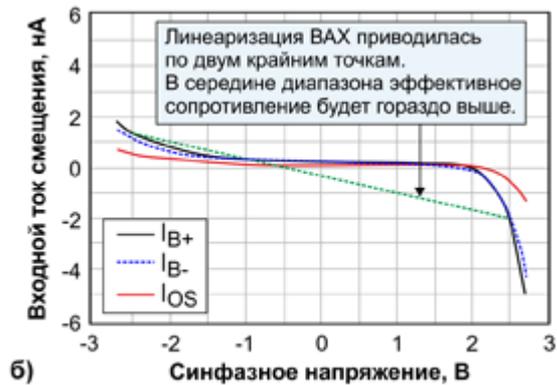
Входное сопротивление является мерой изменения входного тока при изменении входного напряжения. Ток входного смещения может быть на уровне одного ампера, а входное сопротивление – по-прежнему иметь чрезвычайно высокое значение.

Компания **Texas Instruments** часто приводит типовой график зависимости входного тока смещения от синфазного напряжения. Несколько примеров показано на рисунке 16: как видим, данная зависимость – это не совсем прямая линия. Обратите внимание, что [OPA211](#) – операционный усилитель с биполярными входами (bipolar junction transistor, ВJT) со встроенной схемой компенсации входного тока смещения. Схема компенсации значительно уменьшает ток смещения, который, тем не менее, все еще остается довольно значительным. Входной ток смещения OPA211 и высокий уровень шума делают его непригодным для работы с источниками сигнала с собственным сопротивлением более 10 кОм. Однако входное сопротивление этого ОУ 1,3 ГОм редко становится источником проблем.



ОРА211 – малошумящий операционный усилитель с биполярными входами со встроенной схемой компенсации входного тока смещения.

Входное сопротивление – величина равная обратному наклону ВАХ  $\approx \Delta 33 \text{ В} / \Delta 25 \text{ нА} \approx 1,3 \text{ ГОм}$



ОРА320 – операционный усилитель с КМОП-входами с полосой пропускания 20 МГц

Входное сопротивление – величина равная обратному наклону ВАХ  $\approx \Delta 5 \text{ В} / \Delta 3 \text{ пА} \approx 1,6 \cdot 10^{12} \text{ Ом}$

Рис. 16. Зависимость входного тока смещения от синфазного напряжения

ОУ [ОРА320](#) – КМОП-усилитель, имеющий сверхмалый входной ток смещения, который, в первую очередь, определяется токами утечки встроенной схемы защиты от электростатического разряда (ESD). Эти токи утечки достигают максимума вблизи граничных значений диапазона входных напряжений. Когда требуется обеспечить очень малый входной ток смещения, лучше всего выбирать КМОП ОУ и ОУ на базе полевых транзисторов с управляющим рп-переходом (JFET op amp). Конечно, для них входное сопротивление также велико, но, как правило, это не является самым важным фактором при выборе усилителя.

Существует несколько причин, по которым большой входной ток смещения играет отрицательную роль в точных аналоговых схемах. Протекая через сопротивление источника сигнала или через сопротивление цепи обратной связи, он формирует входное напряжение смещения  $I_B \cdot R_S$ . При протекании этого тока через некоторые типы датчиков и химические элементы, такие, например, как рН-зонды, он может поляризовать электроды, приводить к появлению погрешностей и даже неустраняемых повреждений. В схеме интеграторов входной ток смещения будет заряжать конденсатор интегрирующей цепочки, что вызовет нарастание выходного напряжения при нулевом входном сигнале.

В зависимости от степени чувствительности схемы ко входному току смещения, величина этого тока может стать решающим фактором при выборе усилителя. Следует обязательно ознакомиться с типовыми графиками зависимости входного тока смещения от входного напряжения ОУ, особое внимание уделяя целевому диапазону напряжений. Влияние нагрева на поведение ОУ с КМОП и JFET-входами может быть очень значительным, так как ток смещения для них обычно резко возрастает с повышением температуры.

[Оригинал статьи](#)

## 8. Входной ток смещения КМОП- и JFET-усилителей

ОУ с КМОП- и JFET- входами часто выбирают из-за их малого входного тока. Однако кроме строки в таблице параметров существуют дополнительные тонкости, о которых следует знать.

Затвор КМОП-транзистора (рабочий вход операционного усилителя) имеет чрезвычайно малый входной ток. Однако эти чувствительные входы должны быть защищены от электростатического разряда (ESD) и электрических перенапряжений (EOS) с помощью дополнительных схем, которые являются основным источником входного тока смещения. Эти схемы используют встроенные ограничительные диоды, подключенные к напряжению питания. В качестве примера на рисунке 17а представлена схема входного каскада [OPA320](#). Диоды имеют небольшой ток утечки – порядка нескольких пикоампер. При входном напряжении вблизи средней точки их токи утечки довольно хорошо согласованы, а разница между ними не превышает 1 пА, что и определяет величину входного тока смещения усилителя.

Соотношение между токами утечки диодов меняется, когда входное напряжение приближается к значениям питающих напряжений. Например, вблизи нижней границы обратное напряжение для D2 стремится к нулю и его ток утечки уменьшается. При этом ток утечки от D1 будет вносить основной вклад, определяя более высокий входной ток смещения, вытекающий из ОУ. Аналогичная ситуация происходит, когда входное напряжение приближается к верхней границе диапазона напряжений. Ток входного смещения, указанный в документации, измерен для средней точки питания, для которой, как было показано выше, токи утечек диодов практически равны и достаточно малы.

В результате ток смещения изменяется при изменении входного напряжения, как показано на рисунке 17б. Для любого конкретного ОУ существует входное напряжение, при котором входной ток смещения равен нулю (при условии отсутствия значительных токов утечки по корпусу или по печатной плате).

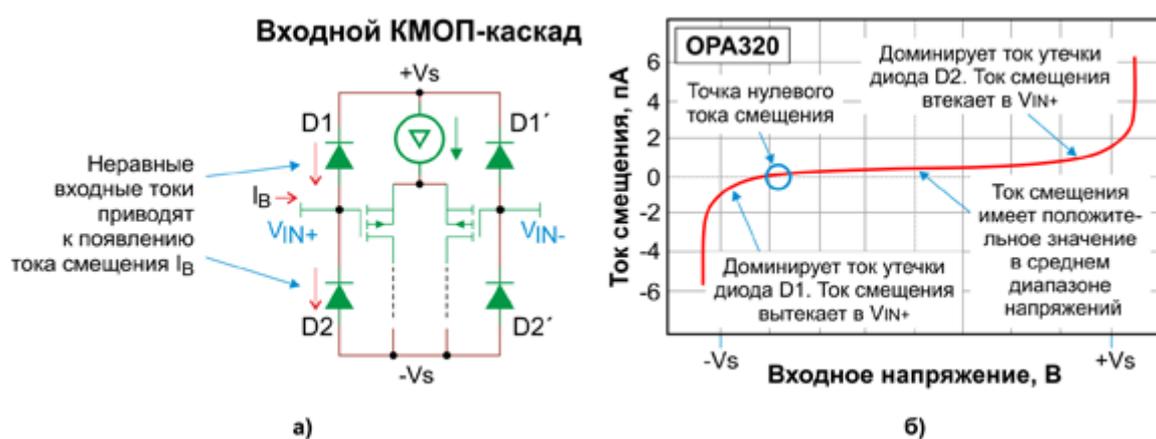


Рис. 17. Защита ОУ от ESD и перенапряжений (EOS) с помощью диодов, (а); зависимость тока смещения от входного напряжения (б)

На самом деле rail-to-rail-усилитель может самостоятельно дополнительно сместить свой вход (рисунок 18): выход будет дрейфовать до напряжения, соответствующего нулевому значению входного тока смещения. Это – интересный эксперимент, но не особенно полезная схема.

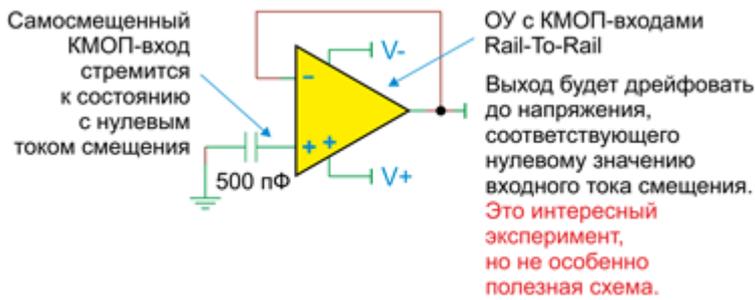


Рис. 18. Rail-to-rail-усилитель с КМОП-входом сам дополнительно смещает свой вход (схема не рекомендуется к использованию!)

Для ОУ на базе полевых транзисторов с управляющим рп-переходом (JFET-входами), например, для [OPA140](#), все обстоит несколько иначе (рисунок 19). В данном случае вход транзистора представляет собой р-п-переход, и его ток утечки вносит основной вклад в значение входного тока смещения. Чисто физически этот переход больше, чем у включенных параллельно ограничительных диодов, а значит – выше оказывается и его ток утечки. Таким образом, для ОУ данного типа ток входного смещения чаще всего однонаправлен. Его величина может меняться и быть различной для разных усилителей. Какой вывод можно из этого сделать? Будьте очень внимательны, если для вашей схемы важен сверхмалый входной ток смещения. Уделите пристальное внимание предоставленным типовым графикам, чтобы собрать всю доступную информацию. Если схема работает со входными напряжениями, близкими к уровням напряжений питания, это может привести к более высоким значениям входного тока смещения. По этой же причине стоит помнить еще про одну важную особенность – входной ток смещения значительно увеличивается с ростом температуры.

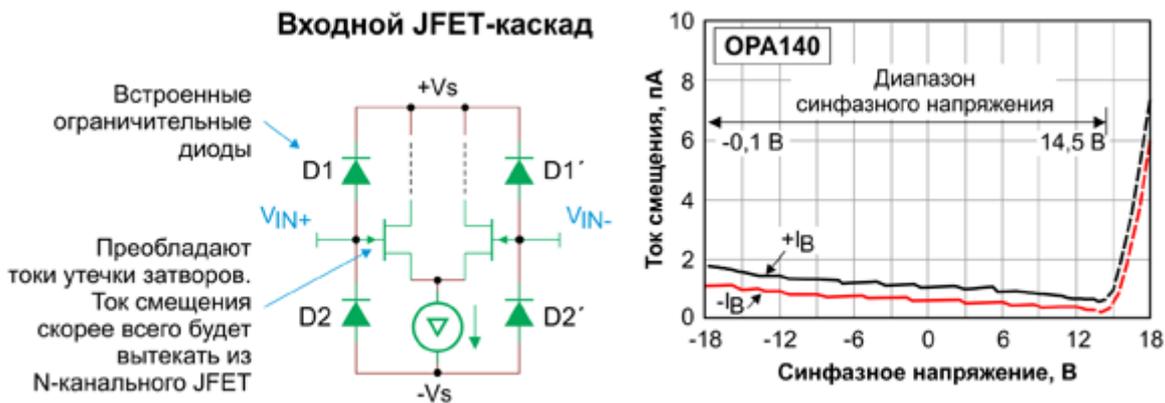


Рис. 19. Входной ток для ОУ с JFET-входами, как правило, однонаправлен

В этой статье рассматривались универсальные КМОП- и JFET-усилители общего назначения, но существуют специальные усилители со сверхмалыми значениями входного тока смещения. Они используют особую схему защиты с уникальной структурой соединений для достижения входных токов в диапазоне 3 фА, что на три порядка ниже, чем у устройств общего назначения.

### Примеры:

[LMP7721](#) – КМОП-усилитель со входным током смещения 3 фА;

[INA116](#) – инструментальный усилитель с ультранизким входным током смещения 3 фА.

[Оригинал статьи](#)

## 9. Температурная зависимость входного тока смещения и случайный вопрос на засыпку

[В предыдущей статье](#) я рассмотрел причины возникновения входного тока смещения в усилителях с КМОП- и JFET-входами, и обнаружил, что ими являются токи утечек обратно смещенных р-n-переходов. В заключении я предупредил, что эти утечки значительно увеличиваются с ростом температуры. Ток утечки обратно смещенного р-n-перехода имеет сильную положительную температурную зависимость. Он практически удваивается при увеличении температуры примерно на каждые  $10^{\circ}\text{C}$ . Эта экспоненциальная зависимость ускоренно нарастает, как показано на нормализованном графике на рисунке 20. При  $125^{\circ}\text{C}$  величина утечки в 1000 раз больше, чем при комнатной температуре.

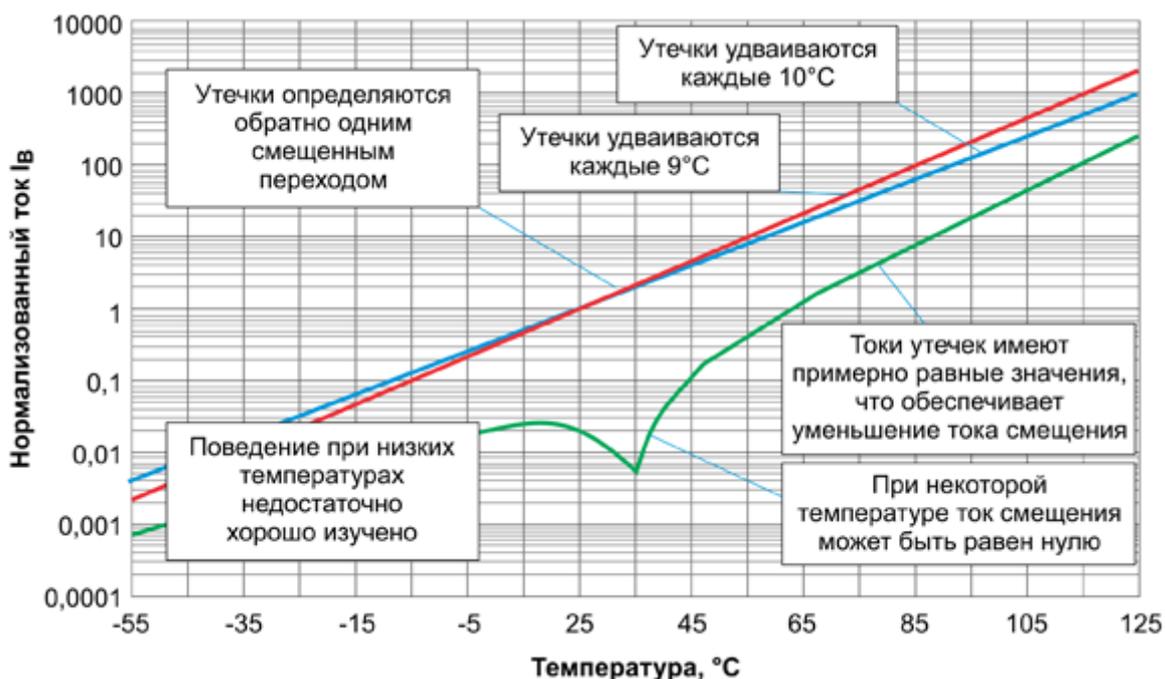


Рис. 20. Ток утечки обратно смещенного р-n-перехода практически удваивается при увеличении температуры на каждые  $10^{\circ}\text{C}$

Скорость роста токов утечки зависит от диодных характеристик, обычно удвоение происходит в диапазоне  $8 \dots 11^{\circ}\text{C}$ . Повышение тока смещения при высоких температурах может быть серьезной проблемой в некоторых схемах. В таких случаях следует выбирать операционные усилители КМОП и JFET с очень низким начальным входным током смещения. Иногда можно достичь более малого значения тока смещения при высоких температурах с помощью операционных усилителей с биполярными входами, которые не имеют такого резкого увеличения токов утечки при высоких температурах.

Значение тока утечки обычно уменьшается при более низких температурах, но здесь может сказаться наличие других источников утечки. Эти источники могут иметь разные температурные зависимости. Честно говоря, о поведении входов при температуре ниже комнатной известно меньше, потому что большую озабоченность вызывают токи утечки именно при повышенной температуре. Однако не стоит быть излишне уверенным в поведении ОУ при температурах значительно ниже комнатной, так как при этом появляется возможность осаждения конденсата, и поверхностные токи утечки очень быстро увеличиваются.

Как обсуждалось [в предыдущей статье](#), входной ток смещения большинства ОУ с КМОП-входами возникает из-за разницы в значениях токов утечки двух ограничительных диодов, подключенных к выводам питания. Даже в идеальном и совершенно сбалансированном мире разница между двумя почти равными токами утечки по-прежнему имеет экспоненциальную зависимость от температуры, просто она начинает свой рост с более малого значения. Полярность тока утечки не является определенной. При небольших изменениях в поведении диодов ток может поменять направление при определенной температуре (представленный на рисунке 20 логарифмический график показывает абсолютное значение без знака).

Итак, какие выводы можно сделать из всего вышесказанного? Если очень низкий входной ток смещения является критическим параметром для схемы с КМОП-усилителем, то следует внимательно ознакомиться с динамикой его изменения при увеличении температуры. Необходимо изучить все характеристики и графики типовых зависимостей. Важно избегать размещения чувствительных схем вблизи источников тепла. При необходимости стоит проводить свои собственные измерения. Для особо ответственных приложений существуют специальные усилители со сверхмалым входным током смещения. Они используют схему защиты с уникальной структурой соединений для достижения входных токов в диапазоне 3 фА при комнатной температуре, что на три порядка ниже, чем у устройств общего назначения.

#### Примеры:

[LMP7721](#) – КМОП-усилитель со входным током смещения 3 фА;

[INA116](#) – инструментальный усилитель с ультрамалым входным током смещения 3 фА.

Вопрос на засыпку: что означают черные полосы на корпусе пленочных конденсаторов, изображенных на рисунке 21?



Рис. 21. Каково назначение черных полос на корпусе пленочных конденсаторов?

[Оригинал статьи](#)

## 10. Использование входных резисторов для устранения входного тока смещения.

### Действительно ли они нужны?

Используете ли вы дополнительный резистор для выравнивания сопротивлений на входах ОУ в вашей схеме? Рассмотрим схему, представленную на рисунке 22. Многим из нас советовали добавлять резистор  $R_b$ , выбирая его значение равным сопротивлению параллельного включения  $R_1$  и  $R_2$ . Давайте проанализируем назначение этого резистора и рассмотрим, когда уместно его использование, а когда – нет.

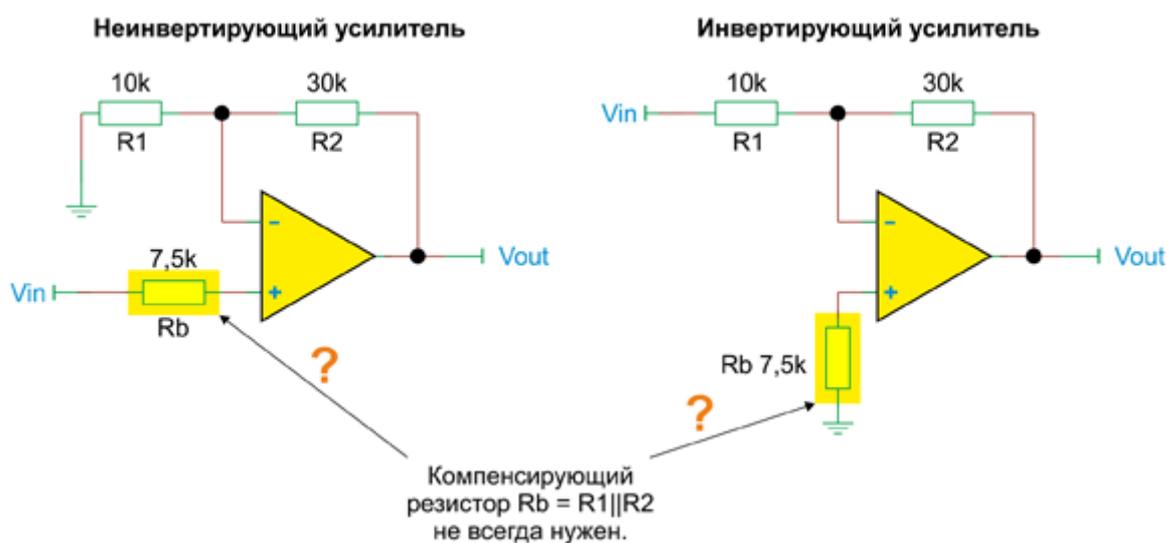


Рис. 22. Резистор подключается к неинвертирующему входу для согласования входных сопротивлений

Основная функция резистора  $R_b$  заключается в уменьшении напряжения смещения, вызываемого входным током смещения. Если оба входа имеют одинаковые значения входных токов, то эти токи создадут на равных входных сопротивлениях равные напряжения смещения. Таким образом, входной ток не будет влиять на общее напряжение смещения схемы. Эта идея в некоторых случаях имеет смысл. Но перед тем как добавить резистор  $R_b$ , все же стоит задуматься, так ли он необходим?

Очень часто сопротивление параллельно включенных резисторов  $R_1$  и  $R_2$  оказывается достаточно низким, а входной ток смещения настолько малым, что смещение, создаваемое без дополнительного сопротивления  $R_b$ , не так уж велико. Перед тем как добавить резистор в схему, стоит оценить вносимую погрешность. Предположим, что для этой схемы входной ток смещения операционного усилителя составляет 10 нА. Без использования  $R_b$  входное напряжение смещения, вызванное входным током смещения, будет рассчитываться по формуле 1:

$$\text{Напряжение смещения} = (10 \text{ нА}) \times (7,5 \text{ кОм}) = 75 \text{ мкВ} \quad (1)$$

Будет ли входное напряжение смещения 75 мкВ влиять на вашу схему? Если ответ отрицательный – то зачем добавлять резистор?

Рассмотрим напряжение смещения используемого операционного усилителя. Если, например, в документации указано значение 1 мВ, то, может быть, нет смысла бороться со значением в 75 мкВ? Поэтому перед тем как добавлять резистор  $R_b$  в схему, стоит сравнить величину входного напряжения смещения с погрешностью, вызываемой током входного смещения.

В схемах преобразователей «ток-напряжение» (Transimpedance amplifier) часто используются высокие значения сопротивления обратной связи для усиления очень малых токов (рисунок 23). Здесь снова может возникнуть со-

блазн добавить  $R_b$  для баланса сопротивления на обоих входах. Однако в этих приложениях обычно используются FET- или КМОП-усилители. Благодаря малым значениям их входных токов вносимая погрешность смещения, как правило, оказывается очень малой.

### Трансимпедансный усилитель

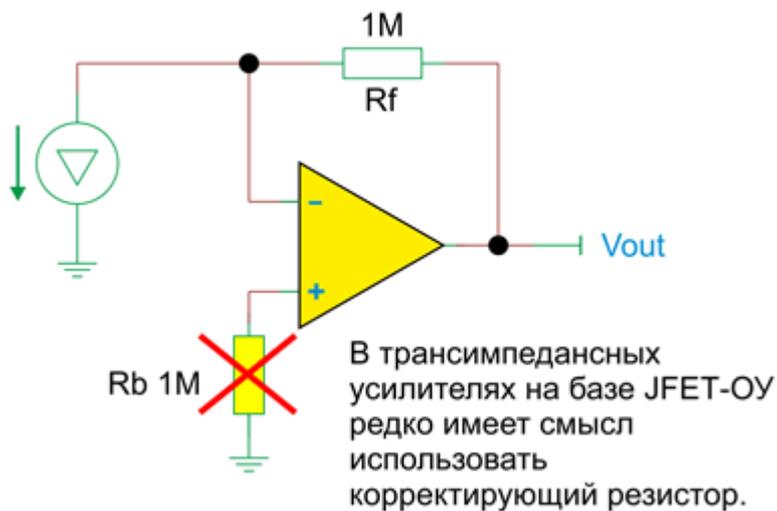


Рис. 23. Схемы с высоким входным импедансом на базе усилителей с FET- или КМОП-входами могут обойтись без дополнительного согласующего резистора  $R_b$

Тепловой шум резистора  $R_b$  и возможное усиление шумов, генерируемых высокоимпедансным источником входного сигнала, являются дополнительными причинами отказа от использования согласующего сопротивления.

Если ошибка, возникающая из-за входного тока смещения минимальна – зачем добавлять в схему шум?

Иногда встречаются случаи, когда использование согласующего резистора  $R_b$  является обоснованным. Однако очень многие схемы не получают от этого значительных преимуществ и даже могут проиграть по ряду параметров.

[Оригинал статьи](#)

## 11. Встроенная схема компенсации токов смещения в ОУ с биполярными входами

В [предыдущей статье](#) я рассмотрел использование согласующего резистора для уменьшения влияния тока смещения за счет выравнивания сопротивлений по входам операционного усилителя. При этом я пришел к выводу, что такое решение зачастую не так уж и эффективно, и даже может нанести ущерб другим параметрам схемы.

В заключении к предыдущему разделу я сказал, что есть определенные операционные усилители, для которых использование согласующего резистора не рекомендуется. Это касается ОУ с биполярными входами со встроенной компенсацией входного тока смещения. Их источники тока,  $I_1$  и  $I_2$ , формируют ток базы для пары входных транзисторов (рисунок 24). Эти тщательно согласованные токи, полученные с помощью токовых зеркал, закачиваются в базы транзисторов через входы ОУ.

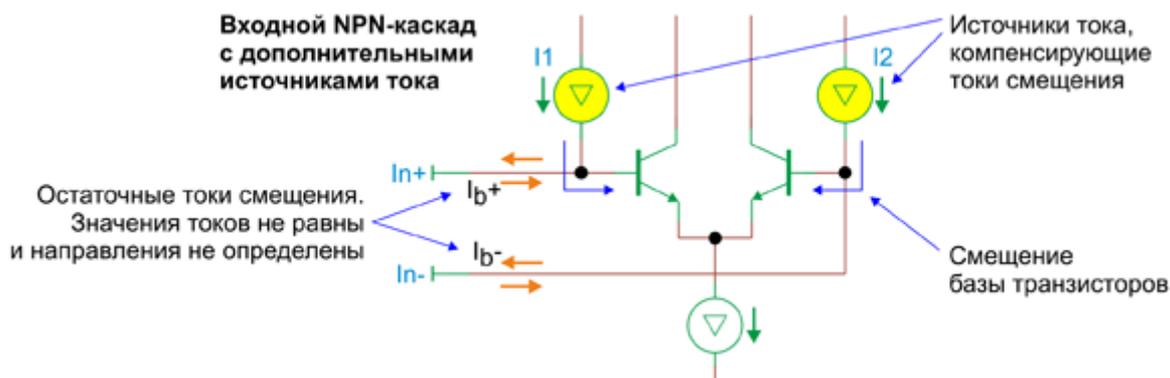


Рис. 24. Биполярные входы ОУ со встроенными источниками тока, используемыми для устранения входных токов смещения

Хотя эти токи и соответствуют значениям токов базы транзисторов (обычно отклонение находится в пределах нескольких процентов), все-таки это соответствие не идеальное. Разница между ними определяет небольшой остаточный входной ток смещения, который может быть положительным или отрицательным. Величины остаточных токов для каждого из входов могут сильно отличаться, и даже иметь противоположную полярность. Получение каких-либо преимуществ от согласования сопротивлений (как показано на рисунке 25) будет зависеть от согласования внутренних токов. Таким образом, наличие встроенной схемы компенсации тока делает использование согласующего резистора бессмысленным.

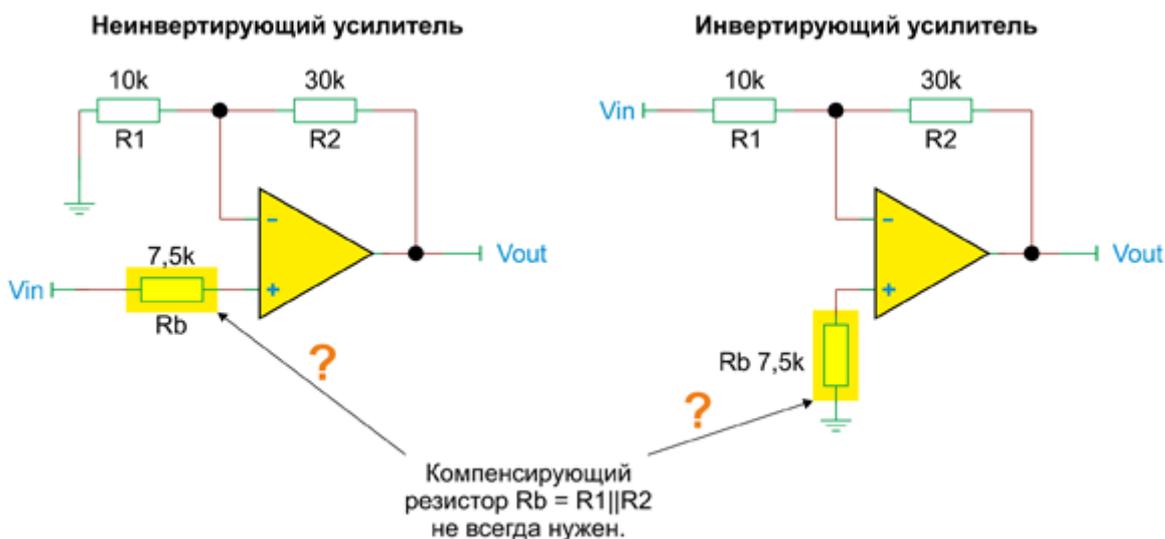


Рис. 25. Схема включения ОУ с согласующим резистором, подключенным к неинвертирующему входу

Какие операционные усилители имеют встроенную схему компенсации токов смещения, а какие нет? В технической документации информация об этом зачастую отсутствует. Однако обнаружить ее можно по косвенным признакам, изучая характеристики входного смещения.

В таблице 4 приведены характеристики входного напряжения смещения для малошумящего операционного усилителя [ОРА209](#) со встроенной схемой коррекции тока смещения. Можно заметить, что величина тока смещения указана с помощью символа  $\pm$ , это значит, что ток может протекать в любом направлении. В нашем случае это первый намек. Также стоит обратить внимание на то, что ток сдвига (offset current) имеет ту же величину, что и входной ток смещения (у данного операционного усилителя они практически равны). Эти особенности показывают, что этот ОУ имеет внутреннюю схему коррекции тока смещения.

*Таблица 4. Характеристики входных токов для ОРА209 (со встроенной компенсацией тока смещения)*


В таблице 5 показаны гипотетические характеристики усилителя ОРА209, которые он мог бы иметь, если бы у него не было схемы коррекции тока смещения. Можно отметить гораздо более высокие значения токов смещения. И теперь величина тока сдвига намного меньше, так как токи смещения двух входов практически равны. В зависимости от конкретной схемы включения и конкретного приложения для этого гипотетического операционного усилителя может быть использован согласующий резистор, как это показано на рисунке 24.

*Таблица 5. Характеристики входных токов для того же ОУ, если бы у него не было встроенной компенсации*


Встроенные схемы компенсации токов смещения обычно используются в точных и малошумящих биполярных ОУ, которые в противном случае имели бы весьма высокие значение входных токов. Встроенная схема компенсации делает эти усилители полезными в более широком спектре приложений.

Вы когда-либо проектировали схемы, которые полагаются на известное направление протекания входных токов смещения? С рассмотренными выше усилителями это было бы не совсем разумно...

[Оригинал статьи](#)

## 12. Почему в схемах с ОУ возникают колебания: интуитивный взгляд на две наиболее частые причины

Диаграммы Боде, или логарифмические амплитудно-фазовые частотные характеристики, являясь отличным аналитическим инструментом, не выглядят интуитивно понятными. В данном разделе мы воспользуемся чисто качественным рассмотрением часто встречающихся причин неустойчивости и самовозбуждения операционных усилителей (ОУ).

На рисунке 26 представлен идеальный импульсный отклик, который можно наблюдать при отсутствии задержки в цепи обратной связи. Рост выходного напряжения постепенно замедляется, поскольку сигнал обратной связи сообщает о приближении к уровню конечного напряжения.

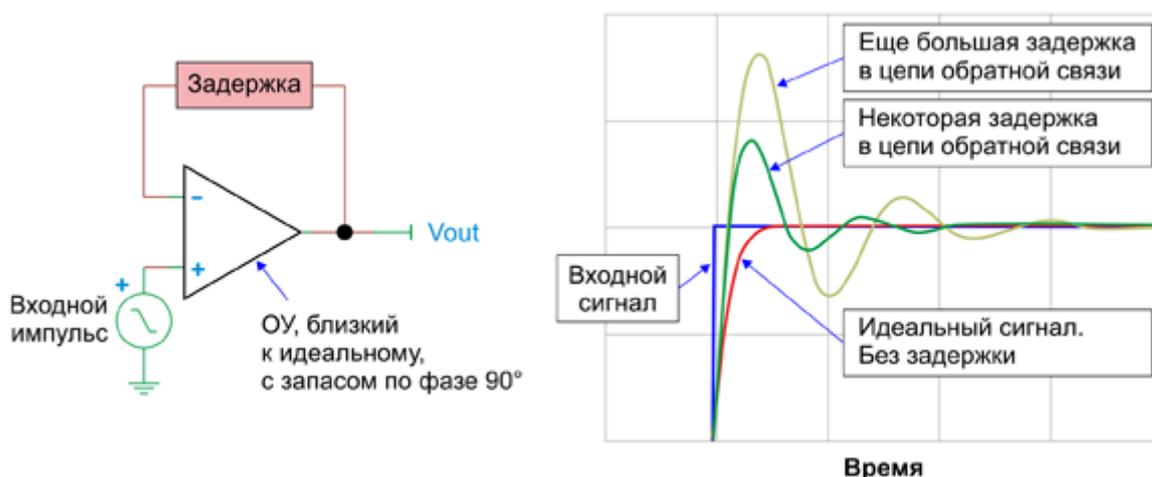


Рис. 26. Отклик ОУ на прямоугольный импульс при различном значении задержки сигнала обратной связи

Проблемы возникают, когда задержка сигнала обратной связи отлична от нуля. При наличии задержки в петле ОС усилитель обнаруживает приближение выходного напряжения к конечному значению не сразу. Вначале он реагирует гораздо резче, стремясь достичь требуемого значения на выходе – можно отметить более высокую скорость нарастания сигнала. Инвертирующий вход своевременно не получает сигнала обратной связи, который бы сообщал о приближении выхода к целевому значению. Как результат, сигнал выходного напряжения это целевое значение «проскакивает». Далее напряжение на входе меняет знак, и амплитуда на выходе начинает уменьшаться. После нескольких последовательных колебаний напряжение на выходе, наконец, устанавливается.

Небольшая задержка – и вот мы получаем перерегулирование и звон. Слишком большая задержка – и эти колебания продолжают бесконечно, то есть происходит самовозбуждение.

Источником задержки часто является простейшая низкочастотная RC-цепь. Конечно, она не обеспечивает одинаковую задержку для всех частот, но постепенный сдвиг фаз с  $0^\circ$  до  $90^\circ$  в первом приближении создает временную задержку  $t_d = RC$ .

Есть два часто встречающихся случая, когда эта RC-цепь непреднамеренно проникает в схему. Первый – с емкостной нагрузкой (рисунок 27а). В качестве резистора выступает выходное сопротивление контура с разомкнутой обратной связью, а конденсатор представлен емкостью нагрузки.

Во втором случае (рисунок 27б) RC-цепь образуется за счет сопротивления обратной связи и входной емкости ОУ. Соединения на печатных платах также формируют паразитные емкости, приложенные к этому чувствительному

узлу. Можно заметить, что приведенные схемы имеют идентичные контуры ОС. Единственное различие – это узел, который мы считаем выходом. С точки зрения устойчивости обе схемы могут создавать одинаковые проблемы. Эти две причины, вызывающие задержку обратной связи, часто возникают одновременно, тем самым удваивая возникающие трудности.

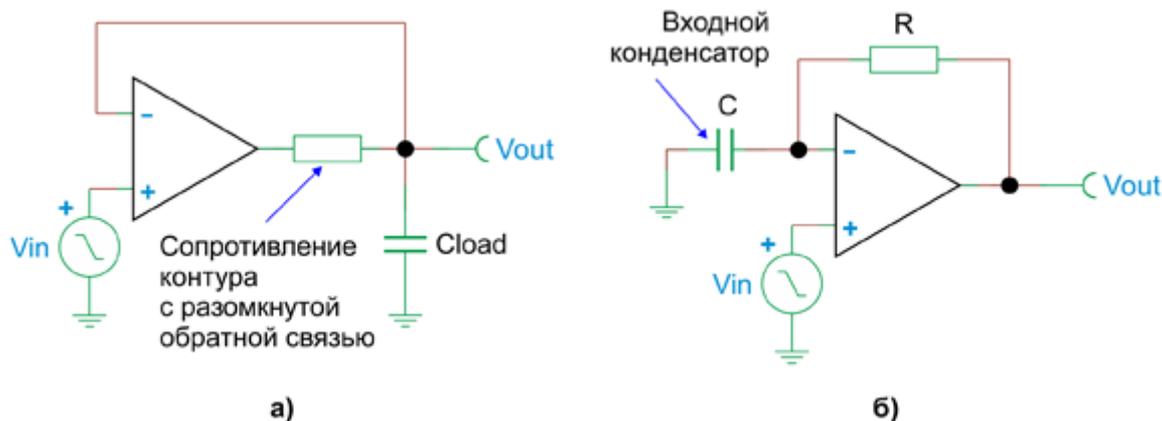


Рис. 27. Фазовый сдвиг (задержка сигнала ОС) появляется в двух случаях: а) при емкостной нагрузке; б) при наличии емкости на инвертирующем входе

Второй случай требует дополнительного комментария. В буферной схеме с единичным усилением ( $G = 1$ ) сопротивление обратной связи равно нулю, поэтому более критичной является усилительная схема с резистивной обратной связью (рисунок 28). Параллельная комбинация этих резисторов формирует полное сопротивление  $R$  в RC-цепочке.

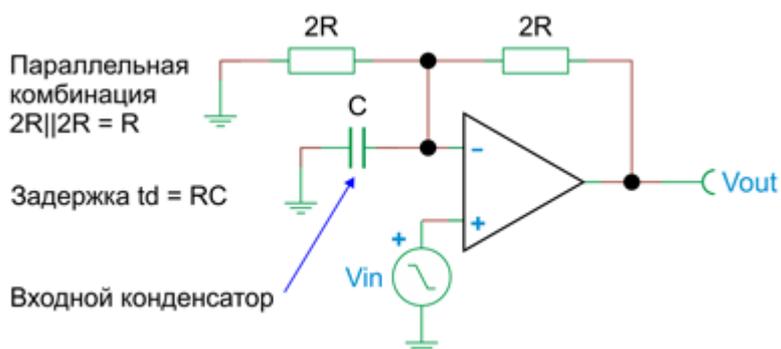


Рис. 28. Параллельное соединение резисторов обратной связи образует эффективное сопротивление RC-цепочки

Использование диаграмм Боде дает больше данных для анализа устойчивости усилителей с обратной связью. Тем не менее, наше простое и интуитивно понятное рассмотрение того, как задержка и фазовый сдвиг в цепи обратной связи влияют на устойчивость, может помочь с выявлением и решением наиболее распространенных проблем со стабильностью схем.

[Оригинал статьи](#)

### 13. Приручаем нестабильный ОУ

В [предыдущей публикации](#) я рассмотрел две наиболее распространенные причины возникновения колебаний или нестабильности в схемах с операционными усилителями. При этом исходной причиной этих негативных явлений была задержка или сдвиг фазы в цепи обратной связи.

Простой неинвертирующий усилитель может быть неустойчивым или иметь чрезмерное перерегулирование и осцилляции, если сдвиг фазы или задержка, создаваемые входной емкостью ОУ (плюс некоторая паразитная емкость) совместно с сопротивлением цепи обратной связи, слишком велики (рисунок 29).

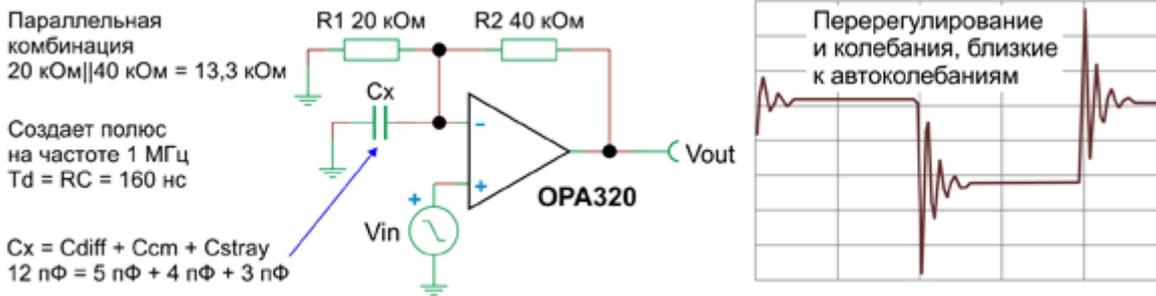


Рис. 29. Чрезмерное превышение выходного сигнала и осцилляции указывают на возможную неустойчивость

Можно немного улучшить ситуацию за счет уменьшения паразитной емкости на инвертирующем входе, например, уменьшив площадь проводника на печатной плате. Однако для конкретного операционного усилителя входная емкость (дифференциальная и синфазная) представляет собой фиксированное значение – с ней ничего поделаться нельзя. Тем не менее, можно пропорционально снизить сопротивление резисторов в цепи обратной связи, чтобы сохранить коэффициент усиления без изменений.

Уменьшение сопротивлений резисторов ОС перемещает полюс, созданный входной емкостью, в область более высоких частот и снижает постоянную времени. В этом примере уменьшение сопротивлений резисторов до 5 кОм и 10 кОм позволяет добиться явного улучшения, но все же сохраняет примерно 10-процентное перерегулирование и колебания. Такое решение также увеличивает нагрузку на операционный усилитель, поэтому невозможно бесконечно идти по этому пути. Сумма двух резисторов – это нагрузка на ОУ, и она не должна быть также слишком низкой.

Лучшим решением проблемы в данном случае, скорее всего, будет использование дополнительного конденсатора  $C_s$ , подключенного параллельно с  $R_2$  (рисунок 30). Если  $R_1 \times C_x = R_2 \times C_s$ , то делитель напряжения оказывается скомпенсированным, и коэффициент импеданса является постоянным для всех частот. В таком случае фазовый сдвиг или задержка в цепи обратной связи будет мала.

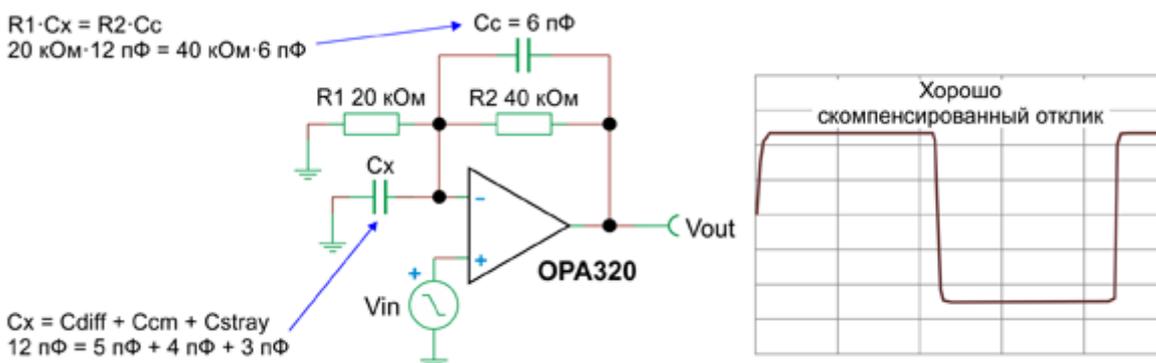


Рис. 30. Конденсатор  $C_s$ , подключенный параллельно с  $R_2$ , позволяет избежать фазового сдвига в цепи обратной связи

Вы можете сравнить цепь обратной связи в ОУ с компенсированным щупом в осциллографе (рисунок 31). Там используется та же концепция. Переменный конденсатор в щупе позволяет выполнять выравнивание постоянных времени. Можно заметить, что отклик этого щупа никогда не выглядит неустойчивым, даже если он настроен неправильно. Почему? Потому что он не входит в цепь обратной связи.

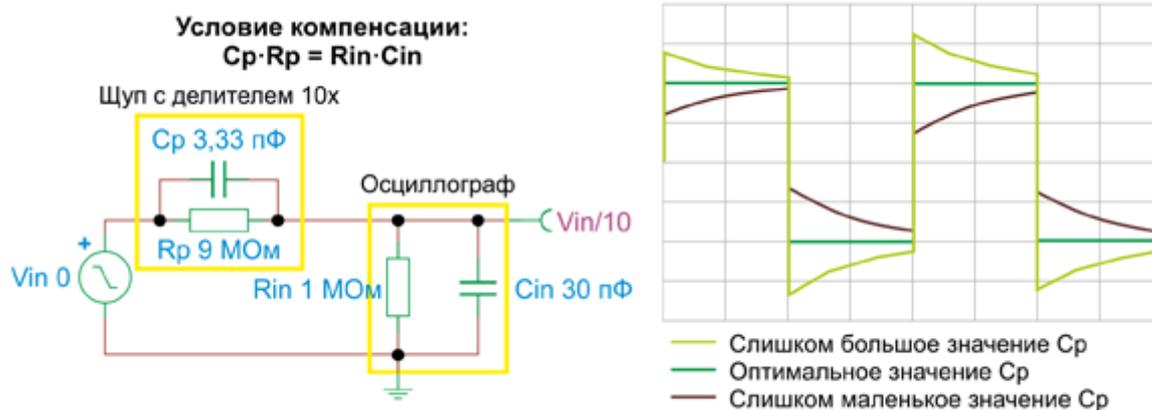


Рис. 31. Цепь обратной связи очень похожа на компенсированный щуп в осциллографе

В схеме на рисунке 30, как и при калибровке щупа осциллографа, может потребоваться подстройка конденсатора  $C_s$ . Точная величина  $C_s$  не всегда известна из-за наличия различных паразитных емкостей. Кроме того, может понадобиться настройка реакции схемы в соответствии с заданными требованиями, например, с небольшим перерегулированием для повышения скорости и пропускной способности.

Другой распространенной причиной неустойчивости является емкостная нагрузка операционного усилителя.

Опять же, в этом случае возникает фазовый сдвиг в цепи обратной связи (задержка в цепи обратной связи), который является корнем проблемы. Здесь сложность заключается в том, что выходной резистор разомкнутого контура представлен внутренним сопротивлением операционного усилителя. Невозможно включить компенсирующую емкость параллельно с этим резистором. На самом деле это не совсем резистор, это – эквивалентное выходное сопротивление внутренней схемы ОУ.

Вернитесь к схеме вашего последнего неустойчивого усилителя. Можете ли вы объяснить причину проблем с задержкой обратной связи?

[Оригинал статьи](#)

## 14. Приручаем колебания: проблемы с емкостной нагрузкой

Я оценивал устойчивость операционных усилителей, анализируя, каким образом фазовый сдвиг (его можно назвать также задержкой) в цепи обратной связи приводит к возникновению колебаний. Поднятая в статьях [«Почему в схемах с ОУ возникают колебания: интуитивный взгляд на две наиболее частые причины»](#) и [«Приручаем нестабильный ОУ»](#) проблема с устойчивостью при емкостной нагрузке довольно проста.

Здесь главным источником проблем становится выходное сопротивление операционного усилителя с разомкнутой обратной связью ( $R_o$ ), которое на самом деле не является резистором в буквальном смысле этого слова. Это эквивалентное сопротивление, зависящее от внутренней схемы ОУ. Невозможно изменить его без изменения самого операционного усилителя. Пусть  $C_L$  – емкость нагрузки. При работе с такой емкостью вы автоматически получаете полюс, определяемый значениями  $R_o$  и  $C_L$ . Полюс на частоте 1,8 МГц в контуре обратной связи 20 МГц операционного усилителя с  $G = 1$  способен вызвать проблемы. Это хорошо видно на рисунке 32.

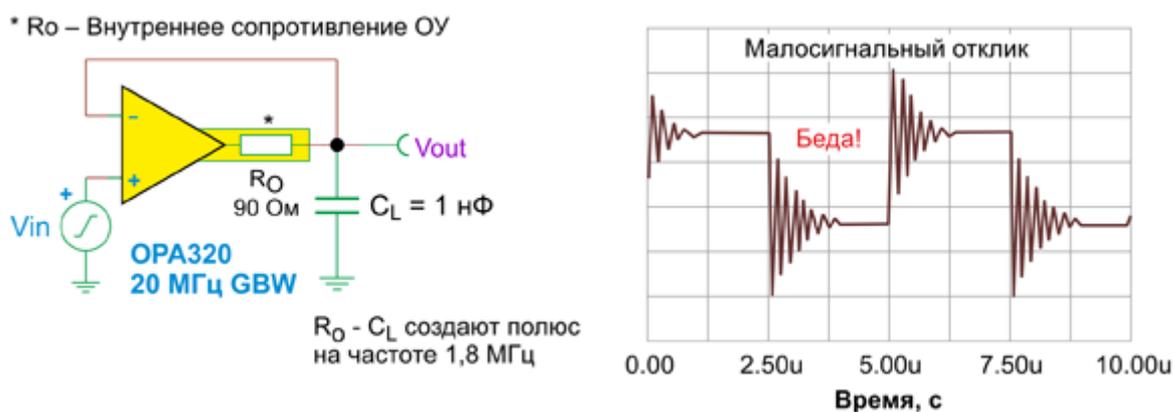


Рис. 32. Полюс 1,8 МГц в контуре обратной связи 20-МГц операционного усилителя с  $G = 1$  (слева) вызывает нежелательные осцилляции

Существующие решения этой проблемы основаны на одном и том же принципе – они замедляют работу усилителя. Представьте: контур имеет фиксированную задержку, определяемую  $R_o$  и  $C_L$ . Чтобы работать с такой задержкой, усилитель должен реагировать медленнее, чтобы не «проскакивать» требуемое значение выходного напряжения.

Хорошим способом замедления работы ОУ является увеличение коэффициента усиления. Более высокий коэффициент усиления уменьшает полосу пропускания усилителя с замкнутым контуром. На рисунке 33 показано, как [OPA320](#) работает с той же емкостной нагрузкой 1 нФ, но с коэффициентом усиления 10. Реакция на ступенчатое изменение значительно улучшилась, но по-прежнему остается посредственной. Если увеличить коэффициент усиления до 25 и более – можно получить еще более достойный результат.

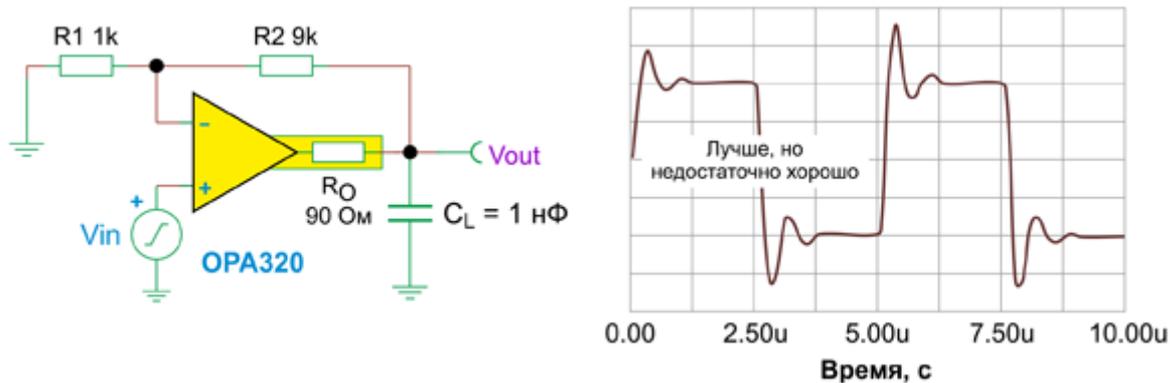


Рис. 33. Использование ОУ в схеме с коэффициентом усиления 10 уменьшает полосу пропускания усилителя с замкнутым контуром, однако улучшения не кардинальны

Есть еще один хитрый трюк. На рисунке 34 по-прежнему представлена схема с коэффициентом усиления 10, но с дополнительным конденсатором  $C_c$ , который еще больше замедляет работу ОУ, направляя ее в правильное русло. Если величина  $C_c$  окажется недостаточной – реакция схемы будет похожа на рисунок 33. При слишком большой емкости  $C_c$  можно столкнуться с неприятностями, показанными на рисунке 32.

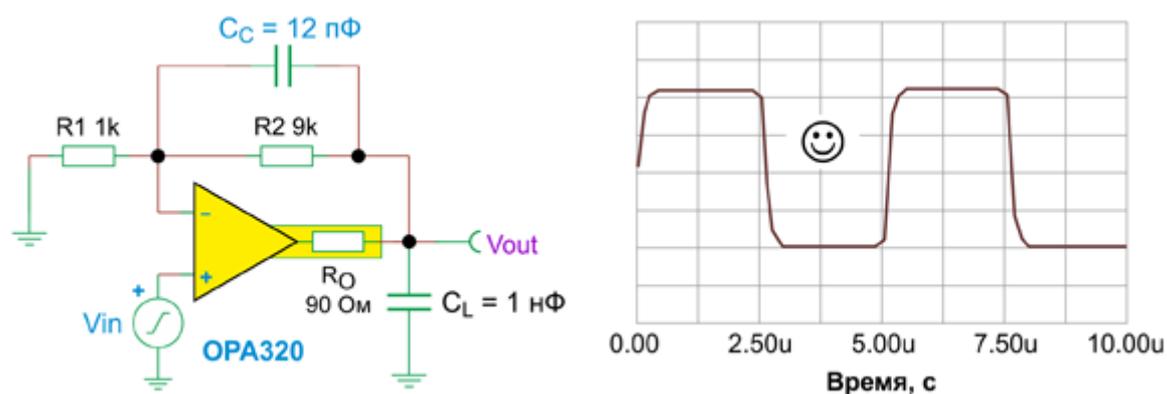


Рис. 34. Использование той же схемы и дополнительного конденсатора  $C_c$  12 пФ, включенного параллельно с резистором обратной связи, позволяет добиться идеального отклика

Получение оптимальной компенсации – это задача, которую можно решить с помощью анализа Боде. Конечно, в преодолении обозначенных проблем серьезно поможет интуиция, однако для перехода на качественно новый уровень при расчете цепей компенсации без господина Боде не обойтись.

[Оригинал статьи](#)

## 15. SPICE-моделирование устойчивости ОУ

Программы SPICE-моделирования являются полезным инструментом, помогающим обнаруживать потенциальные проблемы с устойчивостью схем усилителей. Рассмотрим один конкретный пример.

На рисунке 35 показан типовой неинвертирующий усилитель на базе [OPA211](#) с несколькими незначительными типовыми особенностями. Звено  $R_3 - C_1$  является входным фильтром.  $R_4$  – выходной резистор для защиты от коротких замыканий на выходе. Конденсатор  $C_L$  имитирует пятифутовый кабель.

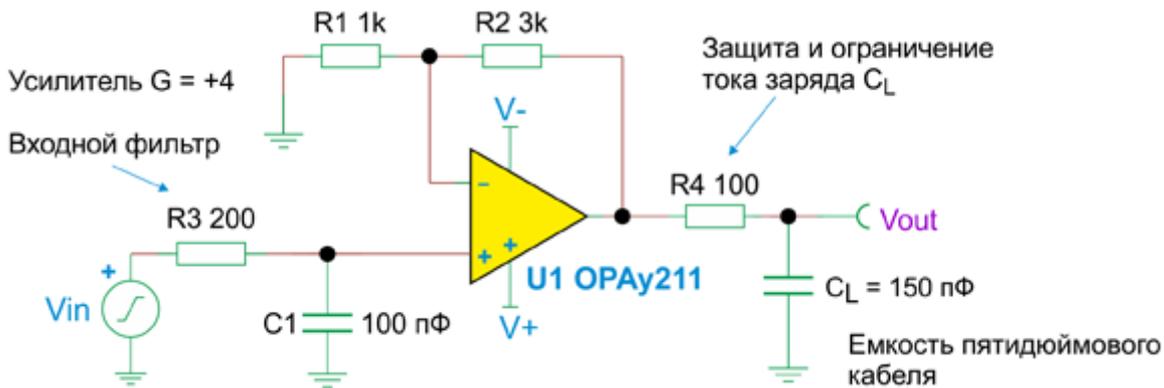


Рис. 35. Неинвертирующий усилитель с некоторыми типовыми особенностями

Анализ отклика системы на воздействие прямоугольного или ступенчатого сигнала является самым быстрым и простым способом поиска возможных проблем с устойчивостью. На рисунке 36 показана моделируемая схема. Можно заметить, что вход схемы притянут к земле, а тестовый сигнал подключается непосредственно к неинвертирующему входу ОУ. Таким образом, фильтр оказывается исключенным из схемы, так как он мог бы сгладить необходимый для моделирования фронт ступенчатой функции. Как гласит японская пословица, если вы хотите знать, как звонит колокол – ударьте его молотом, а не резиновой колотушкой!

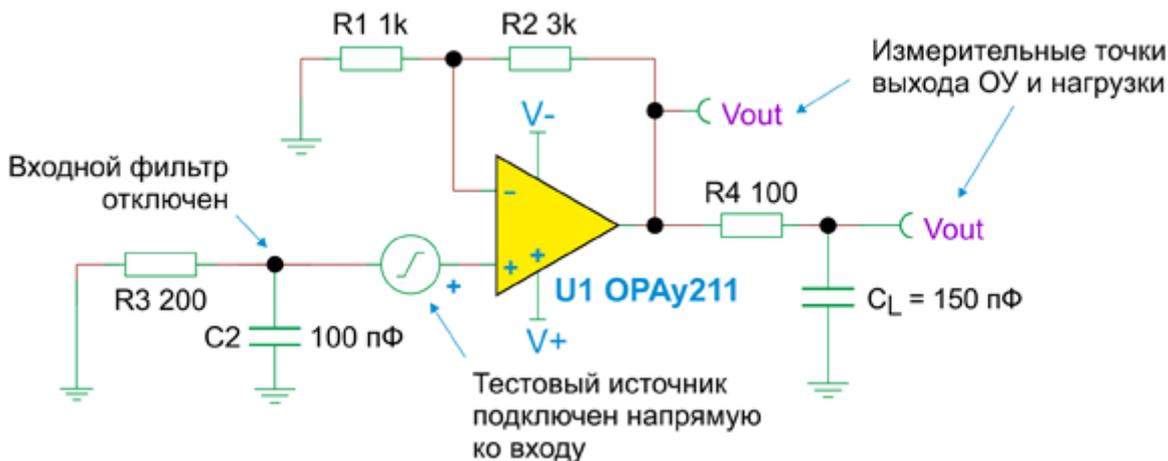


Рис. 36. Моделируемая схема: входной вывод притянут к земле, а тестовый сигнал подключается непосредственно к неинвертирующему входу ОУ

В данном случае анализируется не только сигнал на выходе схемы ( $V_{OUT}$ ), но и напряжение на выходе ОУ ( $V_{опамп}$ ). Выходные фильтры  $R_4$  и  $C_L$  сглаживают напряжение  $V_{OUT}$ , поэтому форма сигнала не показывает истинного пере-

регулирования ОУ. Чтобы оценить устойчивость схемы, нужно знать, как ведет себя операционный усилитель. Обратите внимание, что амплитуда тестового импульса равна 1 мВ (что создает на выходе сигнал 4 мВ). Таким образом, выполняется анализ отклика схемы именно на малый сигнал. Импульс с большой амплитудой будет вызывать меньшее перерегулирование и не позволит обнаружить потенциальную неустойчивость.

Моделирование показывает примерно 27-процентное перерегулирование на выходе ОУ. Это слишком много для того чтобы быть уверенным в абсолютной устойчивости данной схемы при любых условиях (рисунок 37).

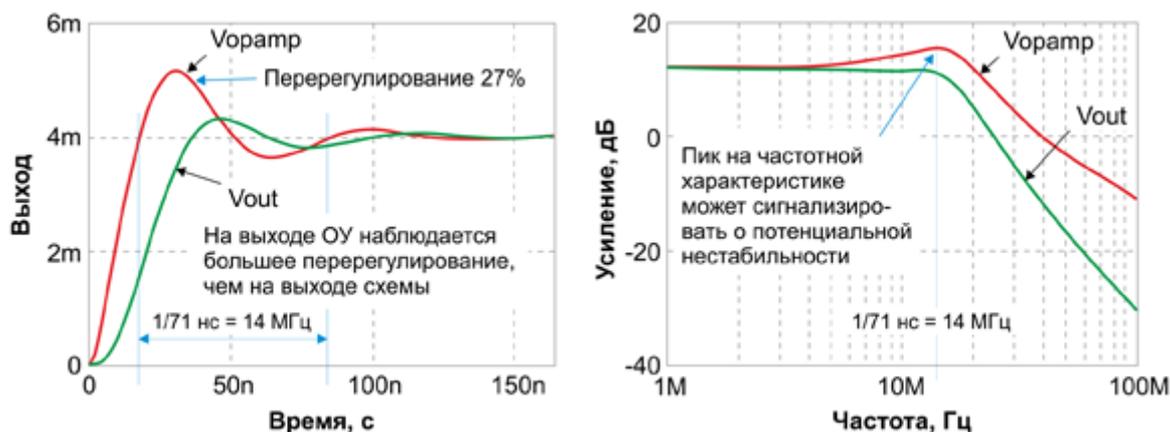


Рис. 37. Схема усилителя с 27-процентным перерегулированием может быть неустойчивой

Если учесть, что это – схема второго порядка, то запас по фазе составляет примерно  $38^\circ$ . Также обратите внимание, что на частотной характеристике наблюдается значительный пик амплитуды – это еще один признак потенциальной неустойчивости. Пик происходит на частоте 14 МГц – это частота осцилляций во временной области. Общепринятым ориентиром для обеспечения адекватной устойчивости является запас по фазе  $45^\circ$  или выше, что соответствует перерегулированию в 20% или менее (рисунок 38).

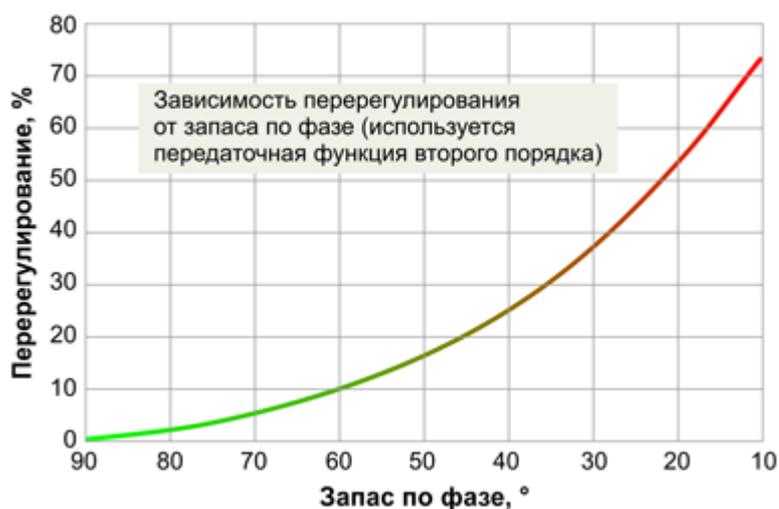


Рис. 38. Перерегулирование 20%, соответствующее запасу по фазе примерно  $45^\circ$ , в большинстве схем рассматривается как достаточное условие устойчивости

Есть и другие, более интересные виды анализа, которые вы можете выполнить с помощью SPICE-моделирования, например, анализ Боде для определения фазы и коэффициента усиления в контуре с разорванной ОС. Но для большинства относительно простых схем (один ОУ с контуром обратной связи) приведенный выше подход явл-

яется хорошим индикатором возможных проблем с устойчивостью.

Стоит отметить, что качество SPICE-симуляции зависит от точности макромоделей ОУ. Даже лучшие модели SPICE превосходят, но не идеальны. Кроме того, моделирование не способно учесть неидеальность пассивных компонентов, паразитные параметры печатной платы, плохую развязку цепей питания, а ведь все это может повлиять на устойчивость схемы. Вот почему необходимо создавать опытные образцы, испытывать их, сравнивать показанные результаты с результатами моделирования и оптимизировать. SPICE – полезный, но все-таки не идеальный инструмент.

Покойный Боб Пиз, истинный гуру аналоговой схемотехники, скептически отзывался об использовании SPICE. Вот пример его мнения на этот счет: [«SPICE It Up! ... but does Bob Pease say no?»](#).

[Оригинал статьи](#)

## 16. Входная емкость: синфазная? дифференциальная? или...?

Характеристики входных емкостей операционных усилителей часто путают или вовсе игнорируют. Давайте уточним, как наилучшим образом использовать эти параметры.

Входная емкость на инвертирующем входе может влиять на устойчивость схемы с ОУ, вызывая фазовый сдвиг – задержку сигнала обратной связи, возвращаемого на инвертирующий вход. Цепь обратной связи совместно со входной емкостью создают нежелательный полюс. Изменение импеданса цепи обратной связи с учетом величины входной емкости является важным шагом для обеспечения устойчивости схемы усилителя. Но какую емкость использовать в расчетах? Дифференциальную? Синфазную? Обе?

Входная емкость ОУ, как правило, приводится в документации совместно со значением входного импеданса, это касается как дифференциальной, так и синфазной емкостей (таблица 5).

*Таблица 5. Значения входного импеданса приводятся совместно со значениями дифференциальной и синфазной емкостей*


Полная входная емкость моделируется как синфазная емкость каждого входа и дифференциальная емкость между входами (рисунок 39). Поскольку у операционного усилителя с биполярным питанием отсутствует подключение к земле, необходимо рассматривать синфазные емкости как подключенные к выводу питания  $V_{-}$ , который является в данном случае эквивалентом заземления для сигналов переменного тока (АС).

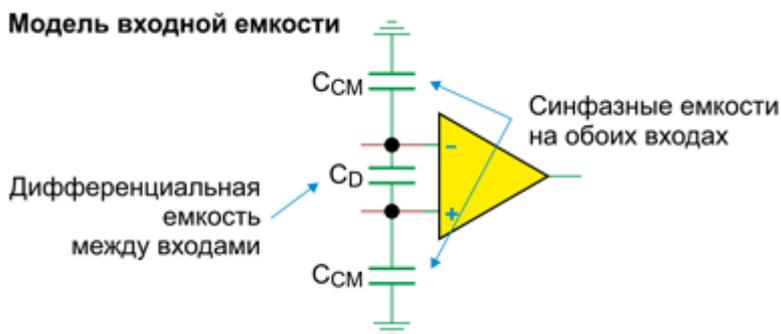


Рис. 39. Входная емкость моделируется как синфазная емкость каждого входа и дифференциальная емкость между входами

На высоких частотах, где обеспечению устойчивости следует уделять особое внимание, операционный усилитель имеет небольшой коэффициент усиления разомкнутого контура, и между двумя входами существует значительное напряжение переменного тока. Это приводит к тому, что дифференциальная емкость совместно с синфазной емкостью инвертирующего входа вызывает изменение фазы сигнала обратной связи. Таким образом, мы имеем две дополнительные емкости, подключенные к инвертирующему входу. Кроме того, не стоит забывать и о паразитной емкости электрических проводников (около 2 пФ). В итоге общая емкость создает полюс совместно с сопротивлением параллельно включенных резисторов обратной связи ( $R_1//R_2$ ) (рисунок 40).

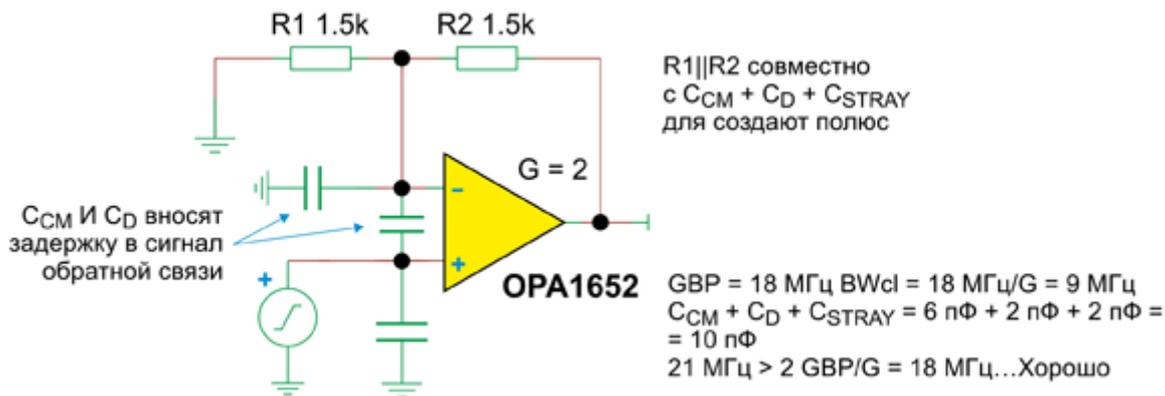


Рис. 40. Расчет полюса, образованного входной емкостью и сопротивлением цепи обратной связи

Существует следующая стандартная рекомендация для обеспечения устойчивости усилителя: частота полюса должна быть как минимум в два раза больше, чем ширина полосы пропускания усилителя с замкнутым контуром ОС. Полюс, отвечающий этому требованию, уменьшает запас по фазе примерно на  $27^\circ$ . Обычно эта рекомендация хорошо работает для большинства схем с коэффициентом усиления замкнутого контура, равным двум или более. Приложения с более жесткими установками или с емкостной нагрузкой требуют еще большего запаса по фазе. В таких случаях следует уменьшить импеданс цепи обратной связи или рассмотреть возможность совместного параллельного включения конденсатора и резистора обратной связи  $R_2$ .

Современные ОУ общего назначения часто имеют широкую полосу пропускания 5...20 МГц и более. Резисторы в цепи обратной связи, нормально работавшие в схемах с ОУ с полосой 1 МГц, теперь могут создавать проблемы. Это требует внимательности при проверке устойчивости разработанных схем.

Если макромодель операционного усилителя точно учитывает входные емкости ОУ, то SPICE-моделирование оказывается очень полезным инструментом при проверке чувствительности схемы ко входной емкости и импедансу обратной связи. При анализе отклика схемы на входной прямоугольный сигнал 1 мВ не должно проявляться чрезмерного перерегулирования или возникать колебаний. Однако, следует помнить, что реальность часто преподносит сюрпризы, несмотря на выполнение рекомендаций и проведение моделирования. Для таких схем может потребоваться дополнительная настройка при окончательном макетировании печатной платы.

[Оригинал статьи](#)

## 17. Операционные усилители: с внутренней компенсацией и декомпенсированные

Операционные усилители с внутренней частотной компенсацией (Unity-gain-stable) являются устойчивыми даже при работе в схеме с единичным усилением  $G = +1$ , в которой выходной сигнал полностью поступает обратно на инвертирующий вход. Будет не совсем правильно называть такую конфигурацию худшим вариантом по запасу устойчивости. Лучше называть ее общепринятой тестовой схемой.

Декомпенсированные операционные усилители имеют компенсационные конденсаторы меньшей емкости, которые обеспечивают более широкую полосу пропускания (GBW) и более высокую скорость нарастания. Увеличение скорости нарастания обычно требует повышенной мощности, но за счет уменьшения емкости тот же базовый операционный усилитель может быть значительно быстрее при том же рабочем токе. Однако такие ОУ не являются устойчивыми в схеме с единичным усилением — они должны использоваться с коэффициентом усиления, значительно превышающим единицу.

На рисунке 41 показана критическая часть АЧХ для идеализированной пары усилителей: со встроенной компенсацией и декомпенсированного. Декомпенсированная версия имеет в пять раз более широкую полосу пропускания GBW: 10 МГц против 2 МГц. Скорость изменения АЧХ для обоих ОУ примерно одинакова. Стоит отметить, что частота единичного усиления для компенсированного ОУ немного меньше, чем его GBW, для таких случаев это обычное явление. Частота единичного усиления декомпенсированного усилителя составляет половину его GBW. Нет смысла работать с таким усилителем при коэффициенте шумового усиления, близком к частоте единичного усиления, поскольку второй полюс на частоте 3 МГц сильно влияет на значение коэффициента усиления/фазы в этой области. Запас по фазе здесь будет недостаточным.

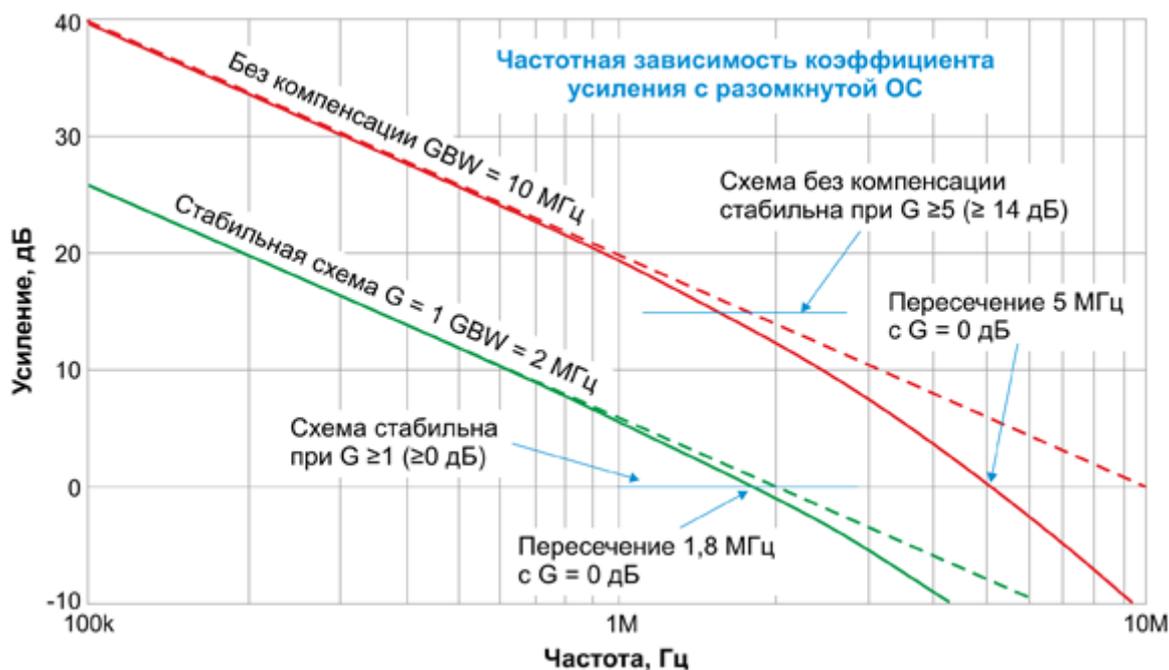


Рис. 41. АЧХ для идеализированной пары усилителей: ОУ со встроенной компенсацией и декомпенсированного ОУ

Может показаться, что работа декомпенсированных операционных усилителей довольно таинственна, и по этой причине некоторые пользователи не знают, будут их схемы устойчивыми или нет. На рисунке 42а показана распространенная ошибка. Хотя этот усилитель имеет коэффициент усиления 10, конденсатор обратной связи откры-



## 18. Инвертирующий усилитель с $G = -0,1$ : является ли он неустойчивым?

Компенсированные усилители являются устойчивыми в схемах с коэффициентом усиления, равным единице и больше. Но ведь – не меньше единицы?, А что тогда делать со схемами, подобными той, что изображена на рисунке 43?

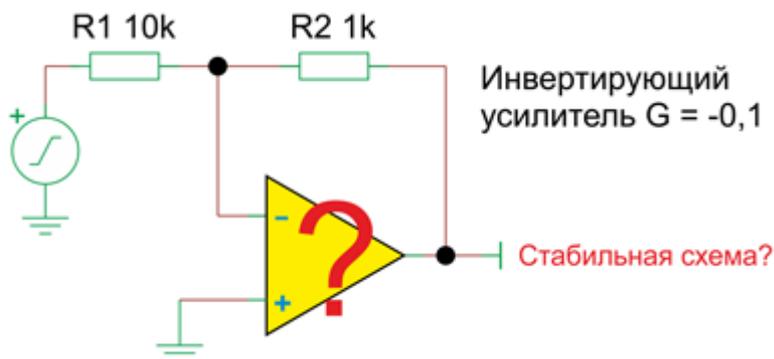


Рис. 43. Пример инвертирующего аттенюатора

Если говорить коротко, данный инвертирующий аттенюатор стабилен! Вы хотите знать, почему? Есть несколько способов прояснить ситуацию, и объяснение «на пальцах» может внести дополнительную ясность в общую картину проблем с устойчивостью.

Рассмотрим пример. Если при  $G = -0,1$  схема была бы неустойчивой, то при более низком коэффициенте усиления все было бы еще хуже, не так ли? Рассмотрим схему с единичным усилением и с резистором 1 Ом в цепи обратной связи, показанную на рисунке 44. Теперь предположим наличие тока утечки по поверхности печатной платы, для чего добавим входной резистор  $R_1 = 10$  ГОм. Этот паразитный входной сигнал инвертируется и усиливается с очень малым коэффициентом усиления. Схема будет неустойчивой? Конечно, нет! Это по-прежнему всего лишь буфер с единичным усилением, с заземленным входом. Итак, схема устойчива.

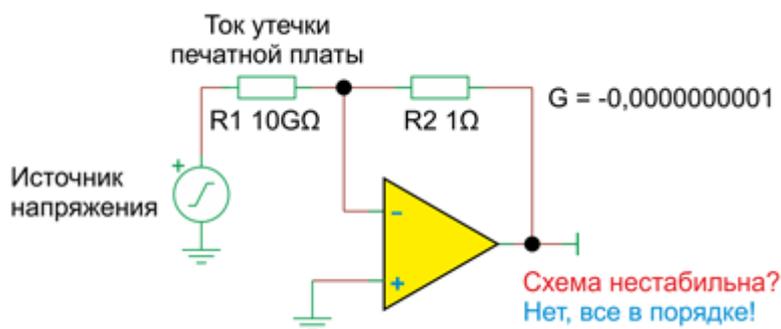


Рис. 44. Схема с единичным усилением и с резистором 1 Ом в цепи обратной связи является устойчивой

Представьте, что устойчивость операционного усилителя зависит от того, какая часть выходного сигнала попадает обратно на инвертирующий вход. Эксперты по устойчивости используют для этого коэффициент обратной связи  $\beta$ . При единичном усилении 100% выходного напряжения возвращается на инвертирующий вход, поэтому  $\beta$  равно единице. Пример на рисунке 44, по существу, также имеет значение  $\beta$ , близкое к единице, так как почти весь выходной сигнал подается обратно на инвертирующий вход.

На рисунке 45а показан инвертирующий усилитель, а на рисунке 45б – неинвертирующий. Цепи обратной связи

для них одинаковы, только входной сигнал подается на разные входы. Обе схемы возвращают равную часть выходного сигнала на инвертирующий вход, поэтому запас устойчивости для них одинаков. Значение  $\beta$  то же самое.



Рис. 45. Инвертирующий (а) и неинвертирующий (б) усилители имеют одинаковый коэффициент обратной связи и равный запас устойчивости, но входной сигнал подается на разные входы

Для ОУ также используют термин «коэффициент усиления шума» (noise gain) – значение коэффициента, с которым шум напряжения питания ОУ усиливается и подается на выход. Это еще один способ количественно оценить возникающую обратную связь. Схема усилителя, подверженная колебаниям или нестабильности, дополнительно возбуждается собственным внутренним шумом, который усиливается и подается обратно на инвертирующий вход. Инвертирующий усилитель, изображенный на рисунке 45а, имеет такой же коэффициент усиления шума и значение  $\beta$ , что и его неинвертирующий аналог, а значит, запас устойчивости у них будет одинаковым, хотя коэффициент усиления входного сигнала для них разный.

Существуют ли схемы с коэффициентом усиления шума меньше единицы? Может ли  $\beta$  быть больше единицы? Это возможно, когда коэффициент усиления включен в цепь обратной связи. Данная проблема может возникать в многокаскадных схемах с более крупным контуром обратной связи, например, в системах управления. Это также происходит, когда транзистор (в схеме с общим эмиттером или общим истоком) включается в цепь обратной связи ОУ. Эти схемы могут иметь большие проблемы с устойчивостью.

Конечно, существуют другие возможные причины неустойчивости инвертирующего усилителя. Емкостная нагрузка, чрезмерно высокие значения сопротивлений или слишком большая емкость на инвертирующем входе могут вызвать нестабильность, но это не связано с инвертирующей конфигурацией. Тем не менее, заблуждения об опасностях инвертирующей схемы по-прежнему сохраняются. Пусть они не заботят вас. Промоделируйте свою схему в среде TINA-TI или в другой программе SPICE-моделирования, чтобы развеять все опасения. Если же у вас остаются сомнения или нерешенные проблемы, обратитесь к экспертам на инженерных форумах.

[Оригинал статьи](#)

## 19. Моделирование полосы усиления: базовая модель ОУ

Не всегда очевидно, каким образом полоса пропускания операционного усилителя (GBW) может повлиять на работу вашей схемы. Макромодели используют фиксированное значение GBW. Вы, конечно, можете заглянуть внутрь этих моделей, но лучше с ними не возиться. Что же тогда делать?

Чтобы проверить вашу схему на чувствительность к ширине полосы пропускания ОУ, лучше всего использовать общую модель операционного усилителя в программе SPICE-моделирования. Большинство симуляторов SPICE имеет простую модель операционного усилителя, которую вы можете легко изменить. На рисунке 46 показан один пример из программы TINA-TI.

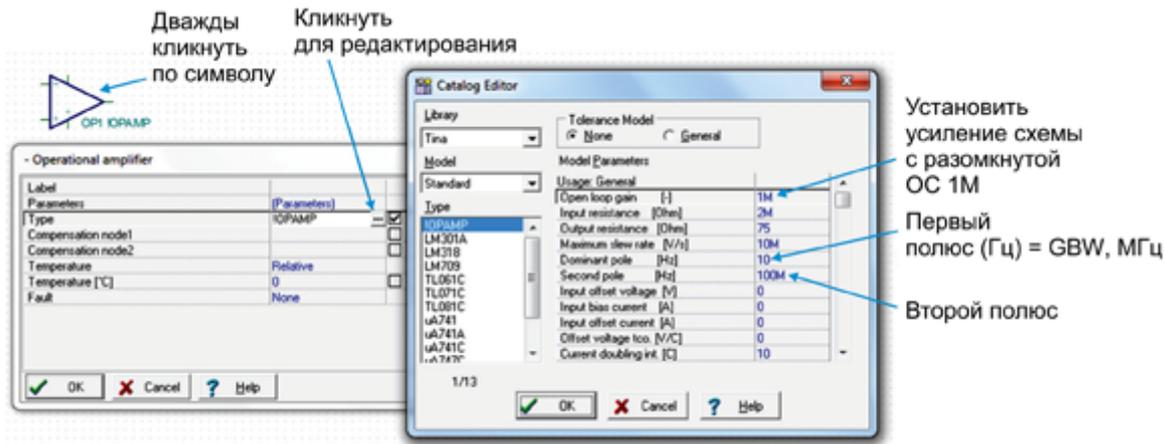


Рис. 46. Использование программы TINA-TI для создания SPICE-модели ОУ с целью проверки чувствительности схем к GBW

Сначала установите коэффициент усиления разомкнутого контура по постоянному току (DC) на 1 М (120 дБ). Тогда значение частоты первого полюса в герцах определит полосу пропускания усилителя в мегагерцах. В этом примере первый полюс с частотой 10 Гц создает GBW 10 МГц. На рисунке 47 показаны характеристики разомкнутого контура для трех разных GBW: 5, 10 и 100 МГц.

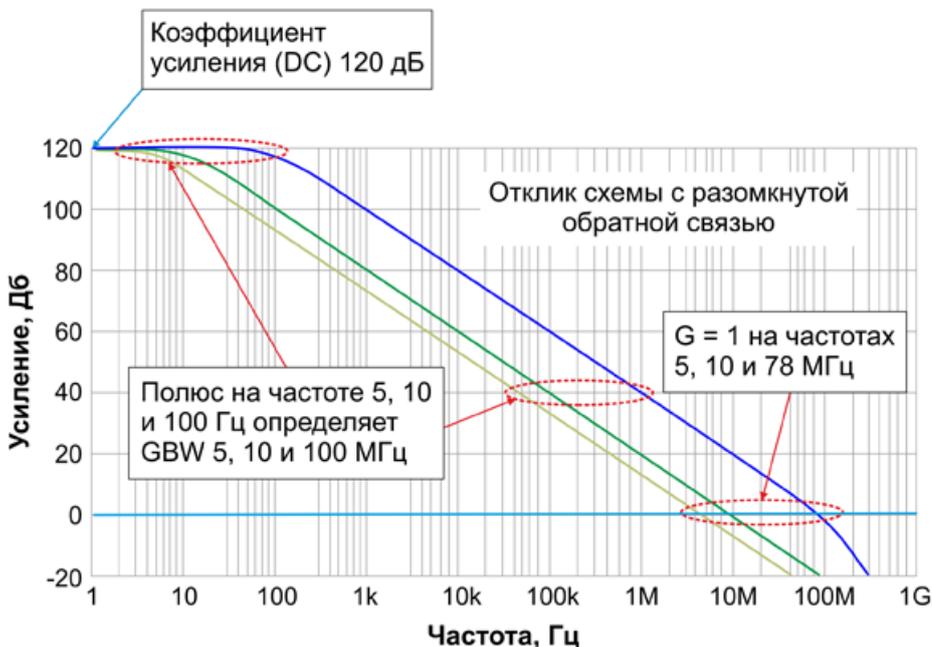


Рис. 47. Характеристики разомкнутого контура для GBW 5, 10 и 100 МГц

Обратите внимание, что эта простая модель также включает в себя второй полюс, который многие разработчики называют «неудобным полюсом». В некоторых случаях может возникнуть желание поместить этот полюс на очень высокой частоте, например, 10 ГГц. Это создаст идеальный запас по фазе  $90^\circ$  для любой разумной ширины полосы пропускания. В этом примере я установил второй полюс, равный самому большому GBW, который я имитирую, на частоте 100 МГц. Вы можете увидеть влияние этого полюса на характеристику разомкнутого контура 100 ГГц GBW: характеристика меняет наклон на частоте 100 МГц. Это приводит к тому, что частота единичного усиления составляет примерно 78 МГц, примерно такой же результат вы можете увидеть в схеме с реальным операционным усилителем с аналогичным GBW. Как видно из рисунка 47, частота единичного усиления и полоса пропускания реального операционного усилителя не обязательно равны.

Для активных фильтров достаточно сложно судить о требованиях к полосе пропускания, и это хорошая причина для того чтобы снова воспользоваться моделированием. Программа WEBENCH<sup>®</sup> Filter Designer, использовавшаяся для расчета фильтра Чебышева, представленного на рисунке 48, рассчитала рекомендованную ширину полосы GBW, но в некоторых случаях это значение может быть излишне строгим. Для этой схемы программа рекомендует использовать GBW 100 МГц или выше, чтобы достичь почти идеальных характеристик фильтра. Я смоделировал проект с использованием трех GBW, показанных на рисунке 47: 5, 10 и 100 МГц. По этим результатам видно, что установленных требований можно достичь даже при GBW менее 100 МГц. Для финального моделирования необходимо использовать макромодель конкретного операционного усилителя.

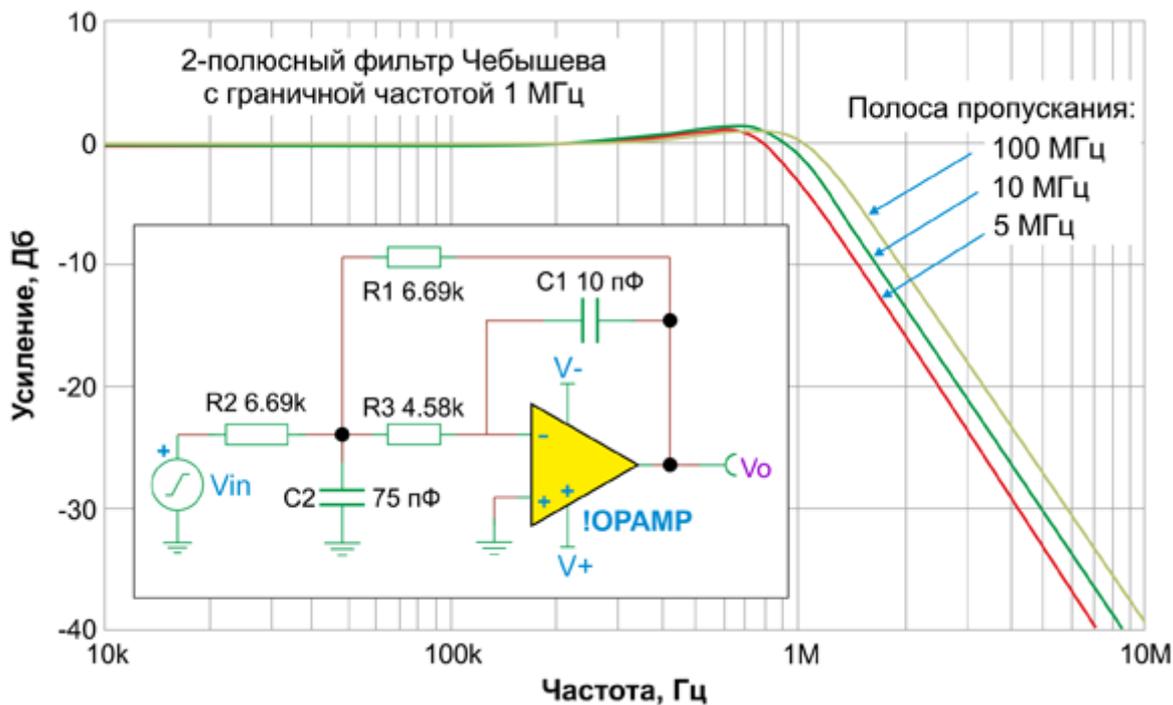


Рис. 48. Фильтр Чебышева, разработанный программой WEBENCH Filter Designer. Расчетное значение GBW может быть более строгим, чем необходимо

В программе моделирования TINA-TI я использовал пошаговое изменение параметров и варьировал частоту первого полюса для изменения GBW. Другие симуляторы имеют схожие возможности. Конечно, вы можете изменить параметры вручную. В любом случае, изменение ширины полосы пропускания общей модели операционного усилителя даст вам некоторое представление о ее влиянии на ваши схемы.

[Оригинал статьи](#)

## 20. Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ

Поведение операционных усилителей в режиме ограничения скорости нарастания часто вызывает недопонимание. Это объемная тема, поэтому давайте разбираться поэтапно.

Между входами ОУ обычно присутствует очень небольшое напряжение, в идеале – ноль, не так ли? Но внезапное изменение входного сигнала временно приводит к тому, что контур обратной связи выходит из равновесия, создавая дифференциальное напряжение ошибки между входами операционного усилителя. Это заставляет ОУ увеличивать выходное напряжение для исправления ошибки рассогласования. Чем больше рассогласование, тем выше скорость нарастания сигнала на выходе. Однако увеличение скорости нарастания не бесконечно. При достаточно большом дифференциальном напряжении на входе скорость нарастания достигает своего предела.

Если амплитуда входного прямоугольного импульса достаточно велика, то скорость нарастания выходного сигнала достигает своего предела. При дальнейшем увеличении амплитуды скорость нарастания на выходе не изменится. На рисунке 49 на примере простой схемы демонстрируется, почему так происходит. При постоянном входном напряжении в схеме с замкнутым контуром между входами операционного усилителя присутствует нулевое напряжение. Входной каскад сбалансирован, а ток  $IS1$  равномерно распределяется между двумя входными транзисторами. Если напряжение входного прямоугольного сигнала превышает 350 мВ, то весь ток  $IS1$  начинает протекать по одному плечу входного каскада. Этот ток заряжает (или разряжает) компенсационный конденсатор Миллера –  $C1$ . Скорость нарастания выходного сигнала (Slew rate, SR) – это скорость, с которой  $IS1$  заряжает  $C1$ . Она равна  $IS1/C1$ .

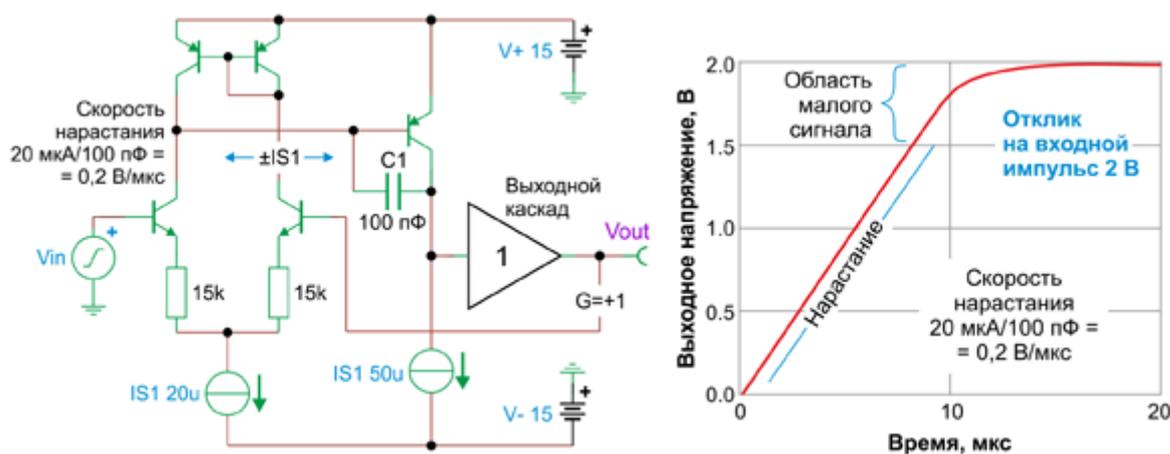


Рис. 49. Значительное изменение входного сигнала приводит к достижению предельной скорости нарастания

Конечно, приведенная схема ограничения не единственная, существуют и другие варианты. ОУ с улучшенными динамическими характеристиками имеют в своем составе специальную схему, которая обнаруживает подобные перегрузки и включает дополнительные источники тока для ускоренной зарядки  $C1$ . Однако в этом случае скорость нарастания по-прежнему остается ограниченной. Скорости нарастания и спада могут не совпадать. В этой простой схеме они практически равны, но ситуация меняется в зависимости от конкретного ОУ. Напряжение, необходимое для достижения предела скорости нарастания (для рассмотренной схемы это 350 мВ) может меняться от 100 мВ до 1 В или более, в зависимости от операционного усилителя.

Если достигнута максимальная скорость нарастания напряжения на выходе, то усилитель не может реагировать на дополнительное увеличение сигнала на входе, входной каскад перегружен. Но как только выходное напряже-

ние приближается к конечному значению, величина рассогласования на входах операционного усилителя возвращается в линейный диапазон. Затем скорость изменения выходного сигнала постепенно уменьшается, чтобы обеспечить плавное достижение конечного значения.

По сути, при достижении ограничения скорости нарастания для ОУ не происходит ничего страшного – нет ни повреждений, ни каких-либо негативных последствий. Но чтобы избежать грубого искажения формы синусоидального сигнала, вы должны ограничить частоту и/или амплитуду сигнала на выходе, чтобы его фронт не превышал скорость нарастания усилителя. На рисунке 50 показано, что максимальный наклон синусоидальной волны пропорционален напряжению питания и частоте. Однако даже если скорость изменения синуса на 20% меньше требуемой скорости нарастания, сигнал на выходе искажается почти до треугольной формы.

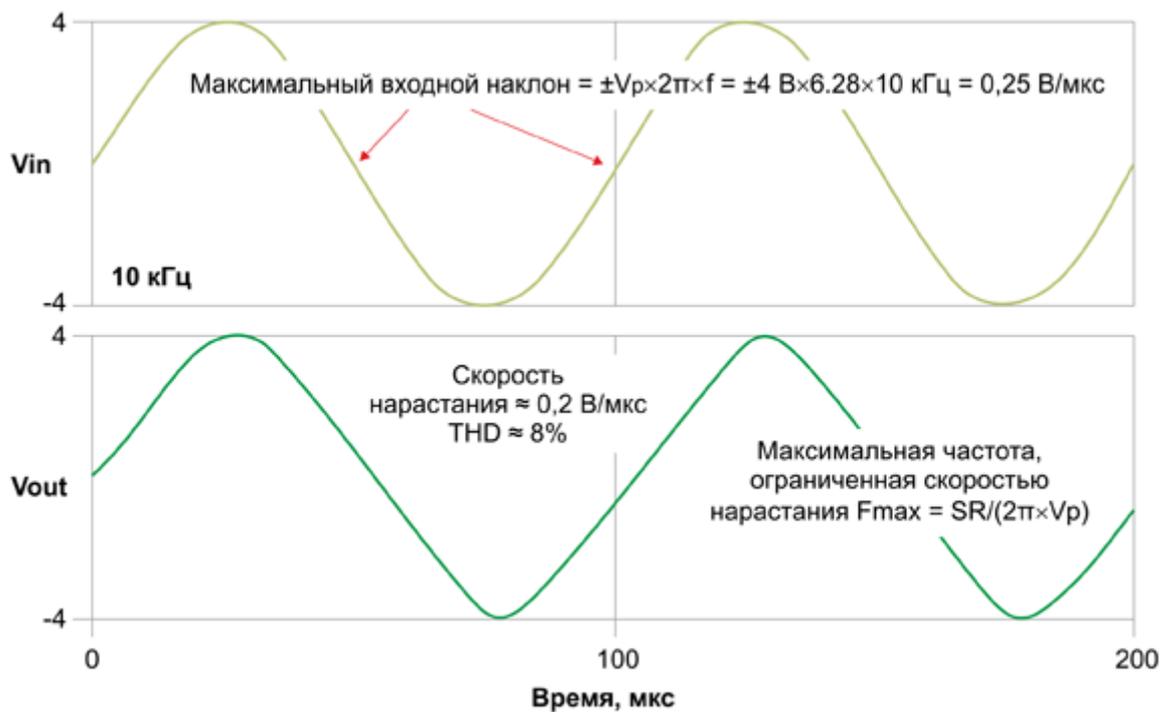


Рис. 50. Синусоидальная волна, воспроизведенная без искажений (вверху) и с искажениями при достижении ограничения скорости нарастания (внизу)

Крутые фронты и срезы больших прямоугольных импульсов также искажаются – наклоняются в соответствии со скоростью нарастания операционного усилителя. Задняя часть фронта и спада сигнала имеет закругленную форму, как показано на рисунке 49. Это связано с тем, что усилитель возвращается в область малых сигналов.

В неинвертирующей схеме требуется как минимум 350 мВ, чтобы достичь ограничения по скорости нарастания, независимо от коэффициента усиления. На рисунке 51 показано поведение усилителя в состоянии ограничения для входного сигнала 1 В при коэффициентах усиления 1, 2 и 4. Скорость нарастания одинакова для каждого коэффициента усиления. При  $G = 1$  выходной сигнал переходит в область малых сигналов на величине 350 мВ. При  $G = 2$  и  $G = 4$  область малых сигналов пропорционально увеличивается, потому что сигнал ошибки, подаваемый обратно на инвертирующий вход, ослабляется в цепи обратной связи. Если ОУ работает с коэффициентом усиления больше 50, то ограничение скорости не будет столь заметно из-за того что напряжение 350 мВ будет перегружать также и выход.

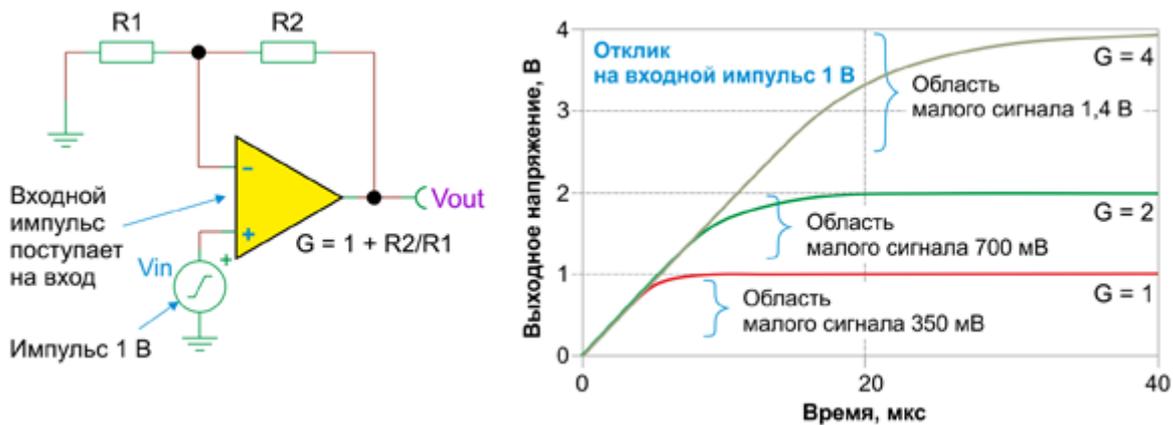


Рис. 51. Выход из области ограничения скорости нарастания при больших коэффициентах усиления происходит более плавно и при более высоком выходном напряжении

Скорость нарастания напряжения традиционно измеряется в вольтах в микросекунду, возможно, потому что ранние операционные усилители общего назначения имели скорость нарастания в диапазоне 1 В/мкс. Хотя для современных высокоскоростных усилителей значения скоростей находятся в диапазоне 1000 В/мкс, увидеть запись 1 кВ/мкс или 1 В/нс можно все-таки редко. Аналогично для маломощного ОУ будет приведено значение 0,02 В/мкс, и значительно реже используется запись 20 В/мс или 20 мВ/мкс. Таким образом мы отдаем дань традициям.

[Оригинал статьи](#)

## 21. Время установления: взгляд на форму сигнала

Время установления (Settling time) – это время, необходимое операционному усилителю, чтобы отреагировать на прямоугольный импульс входного напряжения, а затем достичь дифференциального сигнала ошибки, который бы соответствовал конечному значению выходного напряжения. Эта характеристика важна для многих приложений. Таких, например, в которых быстроменяющиеся сигналы с выхода ОУ оцифровываются аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Но давайте заглянем за пределы сухих определений и сосредоточимся на характере изменения формы сигналов.

В [главе 20](#) мы рассмотрели, как ОУ переходит из состояния ограничения скорости нарастания в область малых сигналов (рисунок 52). При этом можно заметить, что чем больше коэффициент усиления, тем более плавно выходной сигнал приближается к конечному значению.

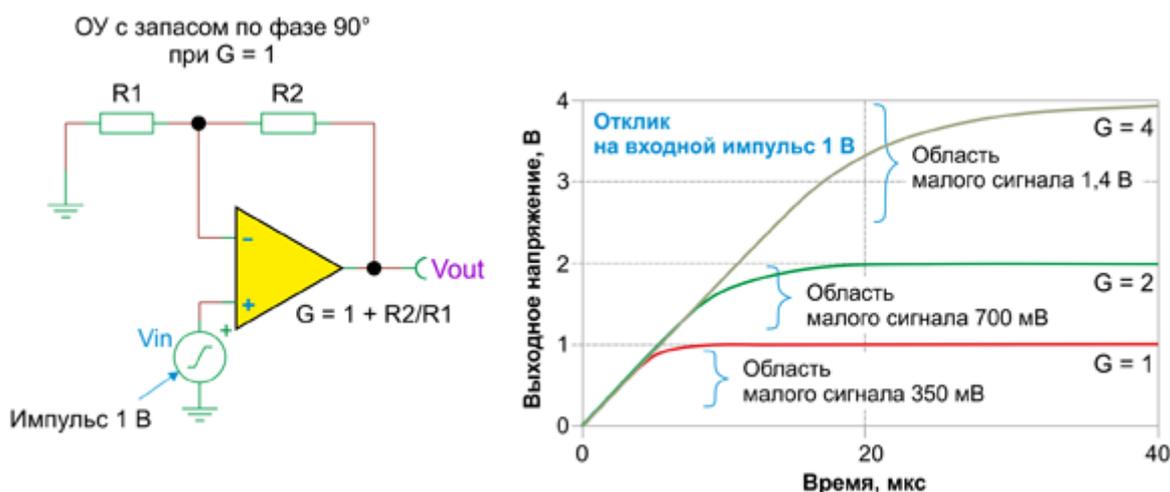


Рис. 52. При увеличении коэффициента усиления замкнутого контура пропускная способность уменьшается и реакция замедляется

Такая особенность связана с уменьшением полосы пропускания замкнутого контура при более высоком коэффициенте усиления. В этом примере операционный усилитель имеет запас по фазе  $90^\circ$  при  $G = 1$ . Обратите внимание, что перерегулирования нет даже при единичном усилении. Этот практически идеальный отклик служит эталоном для сравнения, но вы вряд ли найдете ОУ с таким большим запасом по фазе при  $G = 1$ .

Диаграмма отклика, представленная на рисунке 53, выглядит более реалистичной (и чуть более пессимистичной). Эти сигналы сформированы одним и тем же ОУ, но с запасом по фазе  $35^\circ$  при  $G = 1$  (предыдущие идеальные результаты также показаны для сравнения). Уровень перерегулирования сигнала составляет приблизительно 32% при  $G = 1$ . Перерегулирование относится только к малосигнальной области. При большем входном воздействии уровень перерегулирования будет тем же, но из-за пропорционального изменения на графике он будет казаться меньше. Вот почему вы всегда должны проверять перерегулирование и стабильность при небольших входных воздействиях.

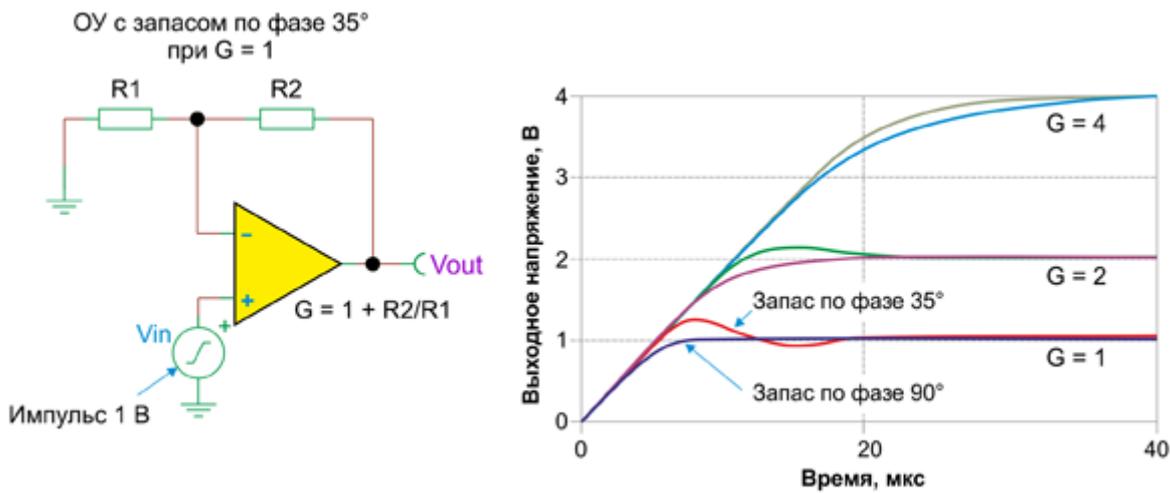


Рис. 53. Формы сигналов, производимых одним и тем же ОУ, но с запасом по фазе около  $35^\circ$  при  $G = 1$

На рисунке 54 показано увеличенное изображение небольшой части отклика при  $G = 1$ . Обратите внимание на то, что для достижения конечного фиксированного значения требуются два полных цикла колебаний. Колебания продолжаются и далее, становясь все меньше и меньше, но на этом графике их не видно из-за недостаточного разрешения. Для точного достижения конечного значения могут потребоваться один или два дополнительных цикла колебаний.

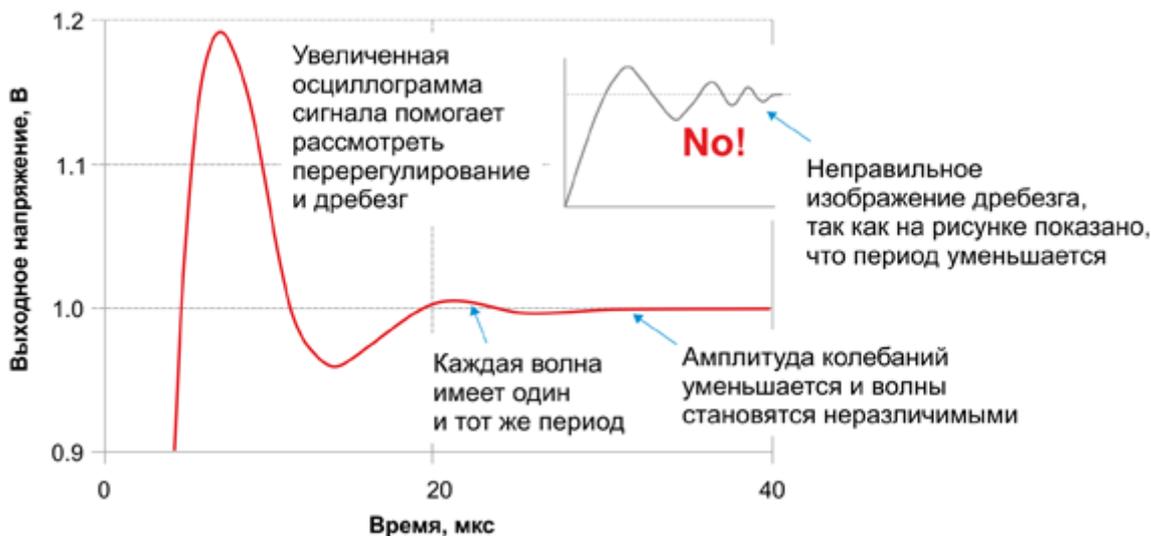


Рис. 54. Увеличенное изображение сигнала (для  $G = 1$ ) показывает, что период колебаний является постоянным

Когда вы рисуете такую диаграмму, вы часто изображаете заключительную часть колебаний так, как будто их частота возрастает. Однако на самом деле период колебаний является постоянным. Чрезмерные колебания могут дорого обойтись – это основная причина для того чтобы использовать хорошо работающие операционные усилители.

Истинное время установления точного выходного напряжения (16 бит или более) часто включает в себя другие факторы. Наличие фазовой компенсации и термические эффекты могут увеличить значение времени установления. Усилитель также может стать жертвой помех от внутренних переключений, поступающих от входа АЦП. Оптимизация всех этих факторов может быть достаточно сложна. Тем не менее, в первую очередь важно учесть ограничение скорости нарастания в сочетании с откликом системы второго порядка.

[Оригинал статьи](#)

## 22. Шум резисторов: обзор основных понятий

Общий уровень шума усилителя сильно зависит от шума Джонсона, сопротивления источника питания и резисторов обратной связи. Почти каждый знает, что резисторы имеют собственный шум, но некоторые детали этого явления могут быть не вполне ясными. Давайте рассмотрим эту тему в рамках подготовки к будущему обсуждению шумов в схемах усилителей.

Шумовая модель резистора (модель Тевенина) состоит из бесшумного резистора, включенного последовательно с источником шумового напряжения (рисунок 55).

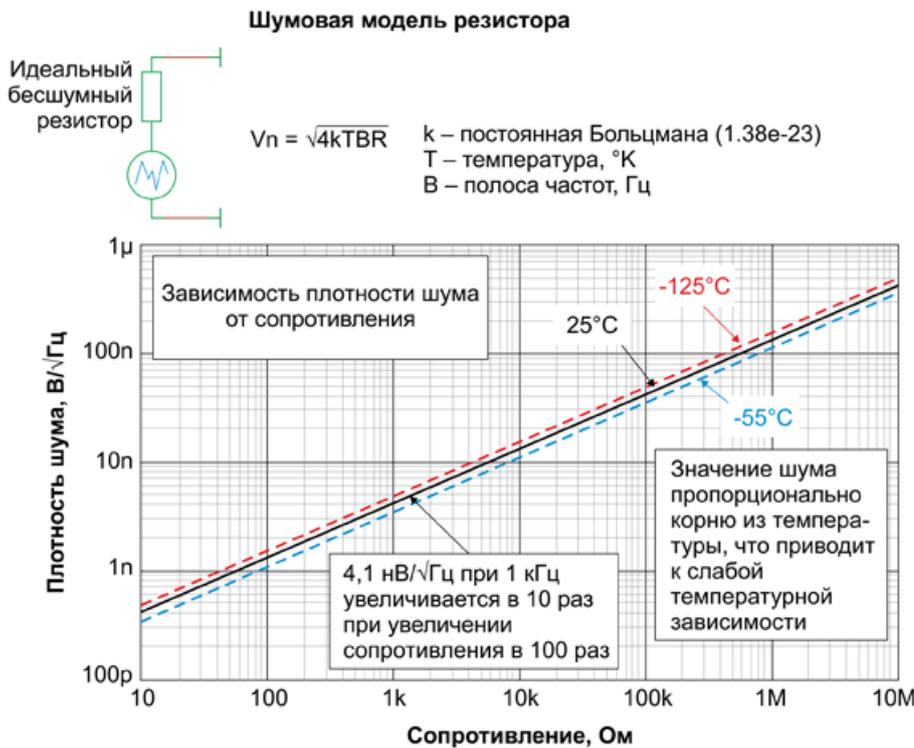


Рис. 55. Шумовая модель резистора (модель Тевенина)

Величина шумового напряжения для заданного частотного диапазона оказывается пропорциональной корню из произведения ширины диапазона, сопротивления и температуры (по Кельвину). Компания TI часто указывает значение шума для полосы шириной 1 Гц как его спектральную плотность (Spectral density). Теоретически шум резистора – «белый», это означает, что он равномерно распределен по частоте, то есть имеет одинаковое шумовое напряжение в каждой точке спектра.

Значения шумов каждой полосы спектра шириной 1 Гц складываются как корень из суммы квадратов. При этом часто используется значение спектральной плотности в В/√Гц. Численное значение спектральной плотности такое же, как для шума полосы пропускания 1 Гц. Для расчета белого шума спектра произвольной ширины необходимо умножить квадратный корень из ширины спектра на значение шума. Для количественного определения полного шума требуется ограничить ширину спектра (рисунок 56). Без задания частоты среза вы не знаете, какой объем шума вы интегрируете.

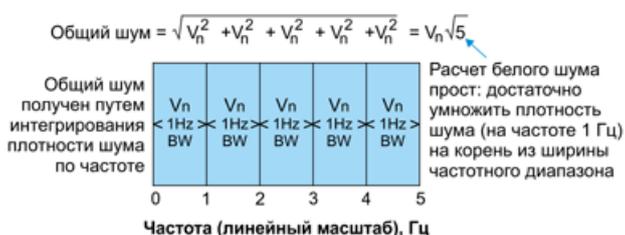


Рис. 56. Суммирование шума отдельных полос спектра белого шума шириной 1 Гц

Можно представить себе спектральные графики с логарифмическим масштабом по частотной оси – диаграммы Боде. Обратите внимание, что правая часть диаграммы Боде охватывает меньший диапазон частот, чем левая. Если принять в расчет полный шум, правая сторона при таком масштабе может быть гораздо важнее левой. Шум резистора соответствует распределению Гаусса для амплитуд или вероятности распределения плотности. Это гауссовский шум, так как он образован суммированием огромного количества мелких и случайных значений. Центральная предельная теорема объясняет, как этот шум становится гауссовским. Среднеквадратичное (RMS) напряжение переменного шума (AC) равно  $\pm 1 \sigma$  распределения амплитуды (рисунок 57). Для среднеквадратичного шума 1 В существует вероятность 68% ( $\pm 1\text{-}\sigma$ ), что мгновенное напряжение будет находиться в диапазоне  $\pm 1$  В. Распространенное заблуждение состоит в постановке знака равенства между белым и гауссовским шумом. На самом деле это разные понятия. Например, отфильтрованный шум резистора не белый, но остается гауссовским. Двоичный шум определенно не гауссовский, но он может быть белым. Шум резистора одновременно и белый, и гауссовский.



Рис. 57. При распределении Гаусса всплески за пределами диапазона из  $\pm 3$ -кратного значения RMS встречаются редко

Пуристы любят говорить, что гауссовский шум не имеет определенного значения от пика до пика. Они говорят, что он бесконечен. Действительно, хвосты гауссовского распределения стремятся к бесконечности, поэтому теоретически возможно появление любого напряжения. На практике вероятность возникновения шумовых пиков за пределами диапазона из  $\pm 3$ -кратного значения очень мала. Многие используют приближение в шесть значений RMS для значения от пика до пика. Для еще большей уверенности вы можете использовать восемь значений RMS.

**Интересная информация для размышлений:** шумы двух резисторов, включенных последовательно, суммируются случайным образом, но в результате получается такой же шум, как и у суммарного сопротивления. Аналогично, шум резисторов, включенных параллельно, равен шуму параллельного сопротивления. Если бы это было не так, то у нас были бы проблемы: нам бы пришлось делить резистор на бесконечно малые сопротивления и каким-то образом учитывать влияние каждой отдельной составляющей. Но, к счастью, все работает так, как описано выше.

Высокоомный резистор, лежащий на вашем столе, не будет искриться от неограниченного самогенерируемого шума, так как паразитная параллельная емкость ограничивает полосу пропускания и общее напряжение. Аналогично этому, шум, который вы можете себе представить на изоляторах, шунтируется параллельной емкостью и сопротивлением проводников вокруг них.

Вопрос на сообразительность: каким будет общий шум на выводах резистора с малой параллельной емкостью 0,5 пФ?

[Оригинал статьи](#)

### 23. Шумы операционного усилителя: неинвертирующая схема

Давайте рассмотрим некоторые базовые основы шумов усилителя с учетом особенностей, выявленных в [предыдущей части](#). Неинвертирующая схема усилителя является наиболее распространенной для маломушящих приложений, поэтому я сосредоточусь именно на ней.

Модель источника входного сигнала на рисунке 58 представлена в виде источника шумового напряжения с последовательным сопротивлением  $R_S$ . Известно, что сопротивление  $R_S$  обладает собственным шумом, пропорциональным корню сопротивления (прямая линия на рисунке 59). Цель маломушящего усилителя состоит в том, чтобы добавлять как можно меньше дополнительного шума к уже имеющемуся шуму источника сигнала.

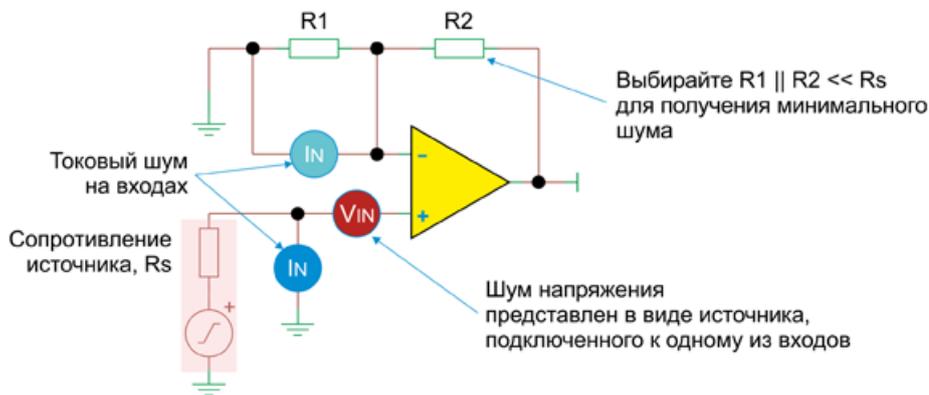


Рис. 58. Шумовая модель усилителя

Шумовая модель усилителя включает в себя источник шумового напряжения, подключенный последовательно с одним из входов, и пару источников шумового тока, подключенных к каждому из входов (рисунок 58). Рассматривайте шумовое напряжение как изменяющийся во времени компонент напряжения смещения. Аналогичным образом шумовой ток представляет собой переменную составляющую входного тока смещения. Для этой схемы можно игнорировать шумовой ток на инвертирующем входе – его влияние, как правило, можно минимизировать. На рисунке 59 показан общий приведенный ко входу шум для двух операционных усилителей: шум биполярного ОУ [OPA209](#) и шум ОУ [OPA140](#) с JFET-входами. Значения шумов показаны относительно величины сопротивления источника сигнала при 25°C. Для каждого операционного усилителя три источника шума складываются как корень из суммы квадратов. Возможно, вы видели подобный график в документации на некоторые ОУ.

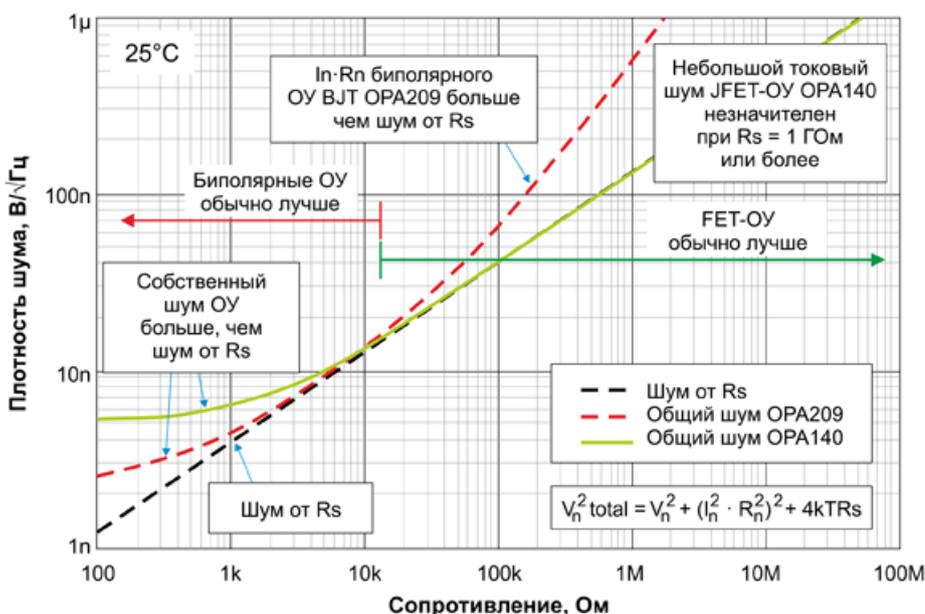


Рис. 59. Шумовая характеристика операционных усилителей OPA209 и OPA140

При уменьшении сопротивления источника сигнала сопровождающий его шум Джонсона также уменьшается (обратно пропорционально корню сопротивления). В какой-то точке начинает преобладать шумовое напряжение усилителя, которое вносит основной вклад в общий шум усилителя. По мере увеличения сопротивления источника протекающий через него шумовой ток создает дополнительный линейно возрастающий шум, который увеличивается быстрее и в конечном итоге превышает тепловой шум исходного резистора. Таким образом, при высоком сопротивлении источника доминирует влияние шумового тока.

Наибольшие проблемы в схемах с малошумящими усилителями возникают при малом значении сопротивления источника сигнала от 2 кОм и меньше. При меньших сопротивлениях потребуется ОУ с очень маленьким шумовым напряжением. В общем случае результаты ОУ с биполярными входами в этом диапазоне оказываются лучше. Отметим также, что полный шум ОРА209 на рисунке 59 приближается к сопротивлению источника в точке наилучших шумовых характеристик при  $R_S = V_N/I_N$ .

При сопротивлениях источника выше 20 кОм операционные усилители с FET-входами вносят совсем небольшой дополнительный шум. Шумовой ток FET-усилителя, как правило, не играет важной роли, пока вы не достигнете мультигигаомного диапазона. Таким образом, можно дать следующие рекомендации: при сопротивлениях источника ниже 10 кОм малошумящие усилители с биполярными входами обычно обеспечивают более низкий уровень шума. При сопротивлениях выше 10 кОм КМОП- или JFE-усилители, скорее всего, будут иметь преимущество. Цепь обратной связи R1 и R2 также вносит свой вклад в общий шум усилителя, но вы можете минимизировать его влияние. Если параллельное сопротивление R1 и R2 составляет одну десятую (или меньше) от величины сопротивления источника сигнала  $R_S$ , то оно будет добавлять менее 10 процентов (<1 дБ) к суммарному шуму. Это справедливо для любого соотношения резисторов обратной связи, которые, как известно, определяют коэффициент усиления в замкнутом контуре. Стоит отметить, что на рисунке 59 шум компонентов обратной связи полагали равным нулю.

Конечно, это только малая часть полной картины шумов в схемах с ОУ, но это отличное начало для понимания всей темы. Хотите больше? Я рекомендую брошюру [“Operational Amplifier Noise: Techniques and Tips for Analyzing and Reducing Noise”](#), написанную моим коллегой Артом Кеем.

Вопрос к размышлению: усилитель ОРА140 демонстрирует отличные шумовые характеристики в широком диапазоне сопротивлений источника (от 10 кОм и выше). Есть ли способ перенести эти преимущества в диапазон меньших значений сопротивлений источника?

[Оригинал статьи](#)

## 24. Шумы ОУ: как насчет резисторов обратной связи?

В [предыдущей главе](#) я исследовал шум неинвертирующего усилителя, но не поднял вопроса о вкладе компонентов цепи обратной связи в общий шум схемы. Итак, как насчет шумов от R1 и R2 на рисунке 60?

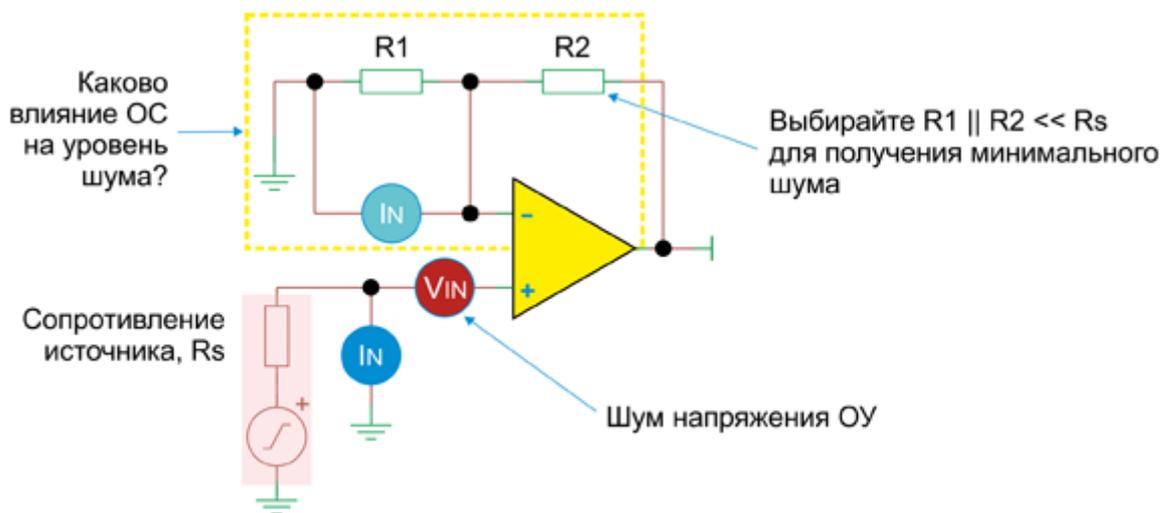


Рис. 60. Общий шум на инвертирующем входе включает тепловой шум резисторов обратной связи и шумовой ток ОУ, взаимодействующий с R1 и R2

Общий шум на инвертирующем входе включает тепловой шум резисторов обратной связи и шумовой ток ОУ, взаимодействующий с R1 и R2. Вы можете рассчитать выходной сигнал, вызываемый этими источниками шума, используя базовые соотношения операционного усилителя:

напряжение теплового шума R1 усиливается с коэффициентом усиления  $-R2/R1$ ;

напряжение теплового шума R2 поступает напрямую на выход;

шумовой ток инвертирующего входа, протекая через R2, формирует на выходе шум, равный  $I_N \cdot R2$ .

Эти источники шума не коррелированы, поэтому при расчете общего шума необходимо суммировать квадраты шумовых составляющих (формула 2). Существует более наглядный и интуитивно понятный способ оценить влияние этих источников шума. Было бы гораздо удобнее работать с источниками шума, если бы все они были подключены к неинвертирующему входу. Для этого можно разделить значение общего шума на выходе на значение коэффициента усиления. Этот способ приведения ко входу позволяет легко сравнивать влияние источников шума со входным сигналом.

Шум, приложенный к инвертирующему входу, определяется параллельным включением R1 и R2. При приведении к неинвертирующему входу общий тепловой шум R1 и R2 равен тепловому шуму сопротивления параллельно включенных резисторов  $R1 \parallel R2$ . Вклад приведенного шумового тока на инвертирующем входе составляет  $I_N \cdot (R1 \parallel R2)$ . Таким образом, все определяется параллельным включением резисторов обратной связи.

Вклад шумового тока инвертирующего входа и резисторов R1 и R2 определяется по формуле 1:

$$\text{Выходной шум}^2 = \left[ V_{NR1} \times \left( \frac{R2}{R1} \right) \right]^2 + V_{NR2}^2 + (I_N \times R2)^2 \quad (1)$$

Для приведения шума к неинвертирующему входу необходимо разделить полученный результат на коэффициент усиления (формула 2):

$$\text{Приведенный входной шум}^2 = V_{NR1 \parallel R2}^2 + (I_N \times R1 \parallel R2)^2 \quad (2)$$

где  $V_{NR1 \parallel R2}$  – тепловой шум параллельно включенных резисторов  $R1 \parallel R2$ .

Этот результат открывает один из путей для достижения малого уровня шумов. Если сделать  $R1 \parallel R2 < R_S$ , то шумовой вклад от инвертирующего входа станет пренебрежимо мал. Если  $R1 \parallel R2 = R_S$ , то цепь обратной связи вносит такой же вклад в полный шум схемы, как и сопротивление источника  $R_S$ , что может быть слишком большой величиной для некоторых приложений.

Обеспечить малое параллельное сопротивление достаточно легко при высоких коэффициентах усиления: значение  $R1$  можно выбрать намного меньше, чем  $R_S$ , а  $R2$  может быть большим. При умеренном коэффициенте усиления добиться этого сложнее.  $G = 2$  – худший случай, так как при этом номиналы  $R1$  и  $R2$  должны быть равны.

Если, например, требуется сделать параллельное сопротивление 100 Ом, то  $R1$  и  $R2$  должны быть по 200 Ом. Тогда нагрузка резисторов обратной связи на выход усилителя составляет 400 Ом, что слишком мало в большинстве случаев.

Все вновь становится просто, когда коэффициент усиления приближается к  $G = 1$ . Тогда  $R1$  имеет большой номинал, а  $R2$  – маленький. Впрочем, такая схема встречается не часто, так как на первом усилительном каскаде малошумящего усилителя обычно используют высокое значение коэффициента усиления.

Хочется опровергнуть одно распространенное мнение: выбор большого номинала  $R2$  не приводит к увеличению уровня шума. Если вы можете получить более высокий коэффициент усиления, увеличивая  $R2$  и уменьшая  $R1$ , при этом поддерживая малое параллельное сопротивление, то шумовая характеристика остается постоянной.

Вы можете скачать [excel-файл](#), чтобы рассчитать шумовые составляющие этого часто используемого входного усилительного каскада, включая шумы операционного усилителя и шум сопротивления источника. Excel-файл рассчитывает процентный вклад каждого источника шума и отображает общий шум в диапазоне значений сопротивления источника. Он также строит график шума в децибелах, который усилитель добавляет к тепловым шумам источника. Этот файл предоставляет простой и удобный способ оценки шумовых характеристик усилителя. Поработайте с ним, и вы быстро поймете, в чем заключаются проблемы и компромиссы при создании малошумящих схем.

[Оригинал статьи](#)

## 25. 1/f-шум: фликкер-шум

Низкочастотный 1/f-шум – довольно загадочное явление, его также называют фликкер-шумом (flicker-noise). На осциллографе с высоким разрешением развертки он имеет вид медленно меняющегося сигнала, на который накладывается более высокочастотный шум (рисунок 61). Еще одно название этого шума – розовый шум – также предполагает наличие значительных низкочастотных составляющих. Кажется, что фликкер-шум присутствует во всех физических системах и во всех естественных науках. Например, погодные/климатические модели имеют 1/f-компонент. Рассуждать о причинах его наличия в полупроводниках – слишком глубокая тема для данного руководства.

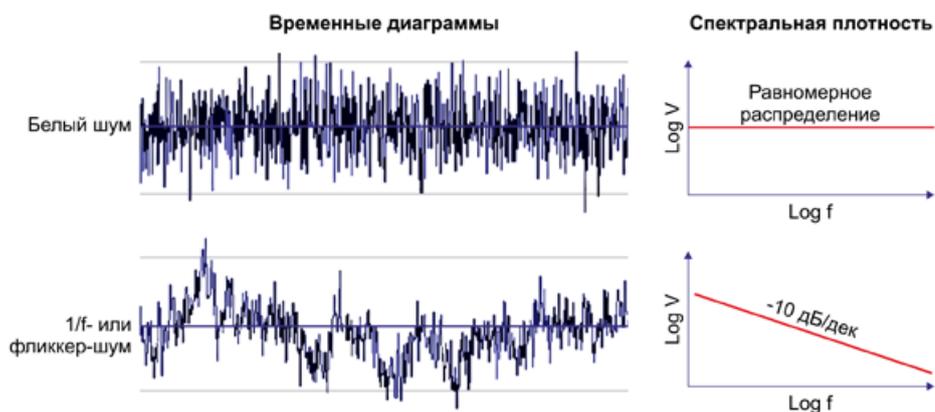


Рис. 61. Сравнение белого шума (сверху) и 1/f-шума (снизу)

Спектр фликкер-шума имеет номинальный наклон -10 дБ на декаду, что вдвое меньше, чем у RC-цепи. Обратите внимание, что квадрат его напряжения (или мощности) уменьшается со скоростью 1/f. Напряжение шума падает со скоростью 1/√f (F). Фактический наклон частотной характеристики может несколько меняться, но это не сильно сказывается на его поведении и не отменяет сделанных выводов.

Обычно спектр фликкер-шума выглядит неравномерным, с провалами и плоскими участками. Для получения плавного распределения потребуется накапливать и усреднять сигналы в течение длительного времени. Период переменных сигналов в полосе частот от 0,1 Гц составляет от 10 с, поэтому для получения хороших результатов для полосы 0,1 Гц необходимо усреднить много 10-секундных интервалов, что займет от пяти минут или больше. Сбор данных для диапазона частот от 0,01 Гц займет весь обед. При этом если вы выполните повторное измерение, результат, вероятно, будет выглядеть иначе. Шум сам по себе шумный, а 1/f-шум кажется более шумным, чем большинство других шумов (неужели я такое написал?).

Чтобы вычислить общий шум  $V_B$  для частотного диапазона  $f_1 \dots f_2$ , необходимо проинтегрировать функцию 1/f, что в результате даст натуральный логарифм от отношения частот  $f_2/f_1$  (формула 1).

$$V_B^2 = v_a^2 \times f_a \times \int_{f_1}^{f_2} \frac{1}{f} df = v_a^2 \times f_a \times \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right); V_B = v_a \times \sqrt{f_a \times \ln\left(\frac{f_2}{f_1}\right)}, \quad (1)$$

где  $v_a$  – плотность шума на частоте  $f_a$ .

### Рекомендуем обратить внимание:

- Каждое увеличение частоты на декаду в равной степени влияет на значение полного шума. Каждая последующая декада имеет более низкую плотность шума, но больший диапазон частот.
- По внешнему виду спектра можно сделать вывод о том, что 1/f-шум растет безгранично по мере увеличения

периода измерений. Так и происходит, но рост очень медленный. Шум в полосе 0,1...10 Гц приблизительно удваивается с расширением диапазона частот до 3,17e-8 Гц при накоплении измерений в течение одного года. Добавьте еще шесть процентов в течение 10 лет.

- Сложно, но не невозможно отфильтровать 1/f-шум. Фликкер-шум 0,1 Гц...1 кГц (четыре декады), отфильтрованный до 10 Гц (две декады), уменьшается всего на 3 дБ. Значения резисторов должны быть небольшими для получения малого уровня шума, что вынуждает использовать конденсаторы большой емкости для низкочастотного фильтрования.
- Шум усилителя представляет собой комбинацию 1/f-шума и белого шума. Хотя белый шум присутствует на низких частотах, но основной вклад здесь вносит фликкер-шум (рисунок 62). Шум 1/f распространяется и на область высоких частот, но здесь уже доминирует белый шум. Эти две составляющие смешиваются на частоте излома (Corner Frequency), достигая 3 дБ.

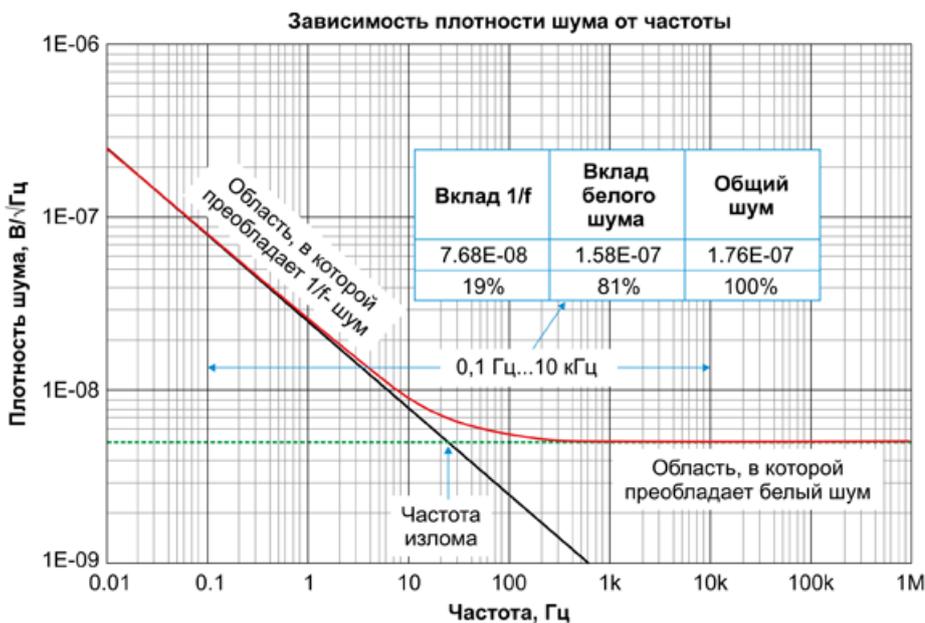


Рис. 62. Шум усилителя представляет собой комбинацию 1/f-шума и белого шума

Для расчета значения полного шума усилителя необходимо проинтегрировать 1/f-шум по полосе  $f_1 \dots f_2$ , а затем просуммировать с белым шумом с помощью корня из суммы квадратов этих составляющих.

#### Еще немного информации для размышлений:

N-кратное увеличение плотности фликкер-шума увеличивает частоту излома на  $N^2$ ;

значение общего шума полосы частот на декаду выше и ниже частоты излома, определяется белым шумом (68%), хотя составляющая 1/f-шума кажется больше.

Вы можете скачать [файл excel](#), который вычисляет 1/f-шум и шум в полосе частот, а также строит график спектра, подобный представленному на рисунке 62. Поработайте с этим файлом, чтобы лучше понять суть проблемы.

Обычно усилители со входным каскадом на биполярных транзисторах ([OPA211](#)) имеют более низкий уровень фликкер-шума, но интегральные технологии нового поколения значительно улучшили качество FET- (JFET-) и КМОП-транзисторов. Операционные усилители [OPA140](#) (JFET) и [OPA376](#) (КМОП), например, имеют частоту излома 10 и 50 Гц соответственно. ОУ, стабилизированные прерыванием, или чопперные усилители (Chopper amplifiers) практически устраняют шум 1/f путем корректировки напряжения смещения.

[Оригинал статьи](#)

## 26. ОУ, стабилизированные прерыванием: действительно ли они шумные?

Операционные усилители, стабилизированные прерыванием (Chopper op amps) отличаются очень малым значением напряжения смещения, что значительно уменьшает низкочастотный  $1/f$ -шум. Как это происходит?

На рисунке 63 показан входной каскад операционного усилителя, стабилизированного прерыванием. Этот каскад построен на базе усилителя тока, управляемого напряжением. Входное дифференциальное напряжение на его входе преобразуется в дифференциальный выходной ток. Стабилизация прерыванием осуществляется с помощью коммутирующих переключателей, которые синхронно меняют полярность подключения на входах и выходах. Поскольку дифференциальные входы и выходы переключаются одновременно, то на выходном конденсаторе  $C1$  присутствует сигнал постоянной полярности.

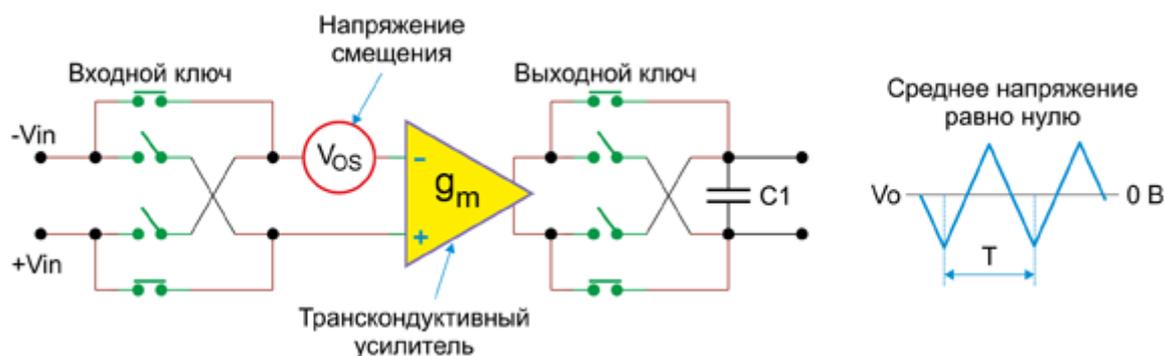


Рис. 63. Входной каскад операционного усилителя, стабилизированного прерыванием

Источник напряжения смещения внутреннего усилителя располагается после входных коммутирующих переключателей, поэтому его вклад в выходное напряжение периодически меняет знак при коммутации. Выходной ток, вызванный напряжением смещения, заряжает выходной конденсатор  $C1$ . Напряжение на  $C1$  то увеличивается, то уменьшается с равной скоростью. Внутренняя логика обеспечивает равное время нарастания и спада, поэтому среднее выходное напряжение на  $C1$  равно нулю. Таким образом, мы получаем нулевое смещение.

Самые первые ОУ, стабилизированные прерыванием, обеспечивали лишь минимальный уровень фильтрации выходных треугольных шумов, из-за чего приобрели славу ужасно шумных устройств. Их старались использовать только тогда, когда было крайне важно получить малое значение напряжения смещения. Особенно неприятным было то, что амплитуда треугольных шумов определялась величиной напряжения смещения, поэтому шум прерывания мог значительно варьироваться от одного ОУ к другому.

Усилители нового поколения значительно тише. В них используется коммутируемый емкостной фильтр, в АЧХ которого присутствуют вырезы, соответствующие частоте коммутаций и ее гармоникам. Это достигается за счет интегрирования заряда  $C1$  в течение всего цикла и лишь после этого – передачей его напряжения на следующий каскад внутри ОУ. Заряд, интегрированный в течение полного цикла переключений, является идеально усредненным. В частотной области это создает отклик фильтра  $\text{sinc}(x)$  или  $\sin(x)/x$  с нулями, которые точно соответствуют основной и всем кратным гармоникам треугольной волны (рисунок 64).

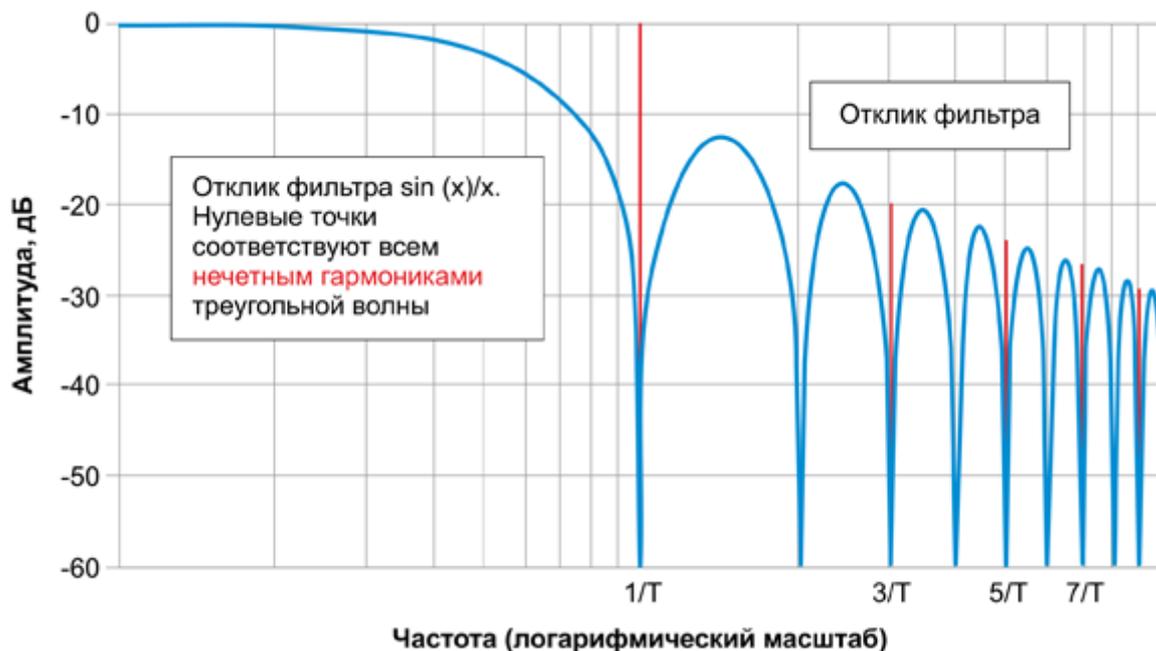


Рис. 64. Усилители нового поколения значительно тише

В последних моделях выходная матрица коммутации состоит из восьми переключателей и поочередно заряжает два конденсатора С1. Это позволяет интегрировать напряжение одного конденсатора, пока сигнал второго конденсатора передается на следующий внутренний каскад операционного усилителя.

Поскольку  $1/f$ -шум представляет собой медленно изменяющееся по времени смещение, то ОУ, стабилизированные прерыванием, практически устраняют эту повышенную спектральную плотность шума в низкочастотном диапазоне. Переключения приводят к сдвигу сигнала основной полосы до частоты коммутаций за пределы низкочастотной области  $1/f$ -шума входного каскада. В итоге низкочастотный шум таких ОУ имеет спектральную плотность, равную плотности шума высокочастотного диапазона.

Мое описание создает впечатление, что все происходит без сучка и задоринки. Нулевое смещение...отлично! Однако по-прежнему существует некоторая остаточная ошибка смещения, возникающая из-за переключений заряда, несоответствия емкостей и паразитных составляющих. Коэффициент усиления рассмотренного входного каскада значительно уменьшает влияние смещений следующих каскадов ОУ. Обычно более широкая полоса усиления требует более быстрых переключений, что увеличивает ошибки от остаточного смещения. Остаточное смещение слабо зависит от температуры и срока службы, что является важным качеством для этих устройств.

Я не утверждаю, что современные операционные усилители, стабилизированные прерыванием, устраняют необходимость в стандартных операционных усилителях. Я далек от этой мысли. Но чопперные ОУ нового поколения теперь могут быть полезны в гораздо более широком спектре приложений. Они обеспечивают небольшое и стабильное напряжение смещения, не имеют фликкер-шума и по характеру поведения очень близки к стандартным операционным усилителям.

[Оригинал статьи](#)

## 27. Развязывающие конденсаторы: они нужны, но зачем?

Всем известно, что операционные усилители должны иметь развязывающие конденсаторы по цепям питания, расположенные рядом с выводами микросхемы. Но почему, например, какой-то усилитель вдруг оказывается более склонным к самовозбуждению без надлежащей развязки? Ответы на эти вопросы расширят ваш кругозор и облегчат понимание ситуации.

Коэффициент подавления шумов напряжения питания (Power supply rejection) характеризует способность операционного усилителя подавлять колебания и пульсации, возникающие на выводах питания. Например, на рисунке 65 показано, что коэффициент подавления шумов очень высок на низкой частоте, но с увеличением частоты уменьшается. Таким образом, на высоких частотах наблюдается более слабое подавление возникающих помех.

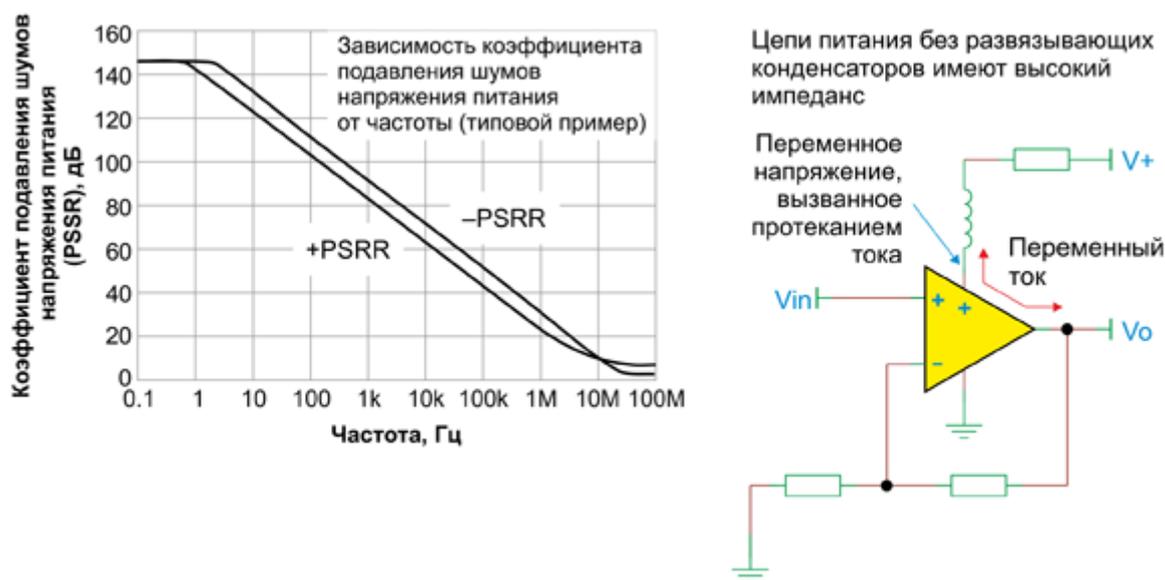


Рис. 65. Цепь питания V+ без надлежащего развязывающего конденсатора имеет высокий импеданс

Мы часто думаем о внешних шумах, идущих от источника питания и мешающих усилителю. Но операционные усилители могут сами быть источником проблем. Например, выходной ток нагрузки течет от вывода питания. Без надлежащего развязывающего конденсатора импеданс на входе питания может быть высоким. Это позволяет переменному току нагрузки (AC) генерировать переменное напряжение на этом выводе и создает паразитный контур цепи обратной связи. Индуктивность вывода питания может дополнительно увеличить результирующее переменное напряжение. На высокой частоте, когда коэффициент подавления помех по питанию имеет малое значение, эта паразитная обратная связь может вызвать осцилляции.

Без обеспечения стабильного питания узлы внутренней схемы могут взаимодействовать друг с другом, создавая нежелательные паразитные контуры обратной связи. Это происходит из-за того, что внутренние схемы ОУ спроектированы для работы с устойчивым малым значением импеданса на входах питания. Усилитель может вести себя совершенно непредсказуемо без стабильного и низкоомного питания.

При подаче синусоидального сигнала на вход усилителя с недостаточно качественной развязкой на цепях питания паразитная обратная связь приводит к искажению формы выходного сигнала. Сигнальные токи, протекающие через выводы питания, зачастую сильно искажены, поскольку они представляют только половину тока синусоидальной волны (рисунок 66). Цепи паразитной ОС вызовут дополнительное искажение выходного сигнала при различ-

ных значениях коэффициента подавления помех по положительному и отрицательному питанием.

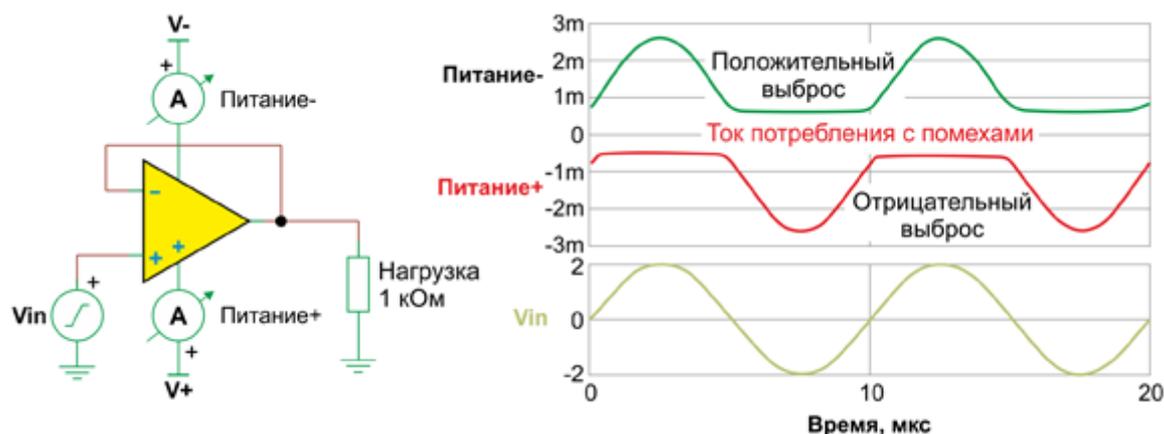


Рис. 66. Форма сигнальных токов на выводах питания зачастую сильно искажена, потому что они представляют только половину синусоидального тока (справа)

Проблемы усугубляются при увеличении нагрузки. Реактивная нагрузка создает сдвинутые по фазе токи, которые могут дополнительно ухудшить ситуацию. Емкостная нагрузка сама по себе подвергает схему более высокому риску возникновения колебаний из-за дополнительного фазового сдвига в цепи обратной связи. Для таких случаев могут потребоваться танталовые развязывающие конденсаторы большой емкости и особая осторожность при выполнении электрической разводки схемы.

Конечно, не все усилители с недостаточной развязкой по питанию подвержены осцилляциям. Иногда для установления колебаний не хватает положительной обратной связи или задержки, вносимой цепями ОС. Тем не менее, эффективность схемы может быть снижена. Частотная характеристика и импульсный отклик также подвержены влиянию чрезмерного перерегулирования и плохого времени установления. Эти особенности не очень хорошо моделируются в TINA-TI или других программах SPICE-моделирования. Источники напряжения в SPICE абсолютно стабильные и нечувствительны к токам нагрузки. Моделирование фактического импеданса источника питания и паразитных параметров печатной платы оказывается весьма сложным и неточным процессом. В лучших макромоделях моделируется величина коэффициента подавления помех по питанию, но фазовая связь этих цепей обратной связи вряд ли соответствует действительности. Моделирование может быть чрезвычайно полезным, но не всегда точно прогнозирует такое поведение.

Однако, не нужно сходить с ума, думая о развязке цепей питания. Достаточно внимательно относиться к особенно чувствительным ситуациям и признакам потенциальных проблем. Хорошая аналоговая схема выигрывает от приложения хорошей порции знаний.

[Оригинал статьи](#)

## 28. Неиспользуемые операционные усилители: что с ними делать?

Когда я говорю о неиспользуемых операционных усилителях, я не имею в виду микросхемы, лежащие у вас на полке (для их хранения следует использовать антистатические пакеты). Что делать с теми ОУ, которые находятся на печатной плате? Например, неиспользуемым может оказаться один из усилителей в микросхеме, содержащей четыре или два интегральных ОУ.

В таких случаях лучшим вариантом будет подключение неиспользованных ОУ по схеме с обратной связью (рисунок 67). Схема буфера с единичным усилением является очевидным выбором, поскольку она не требует дополнительных компонентов (рисунок 67б). Оставшийся вход следует подключить к напряжению в пределах допустимого входного диапазона. Не стоит оставлять входы неподключенными. Также следует избегать подключений, которые могут вызвать перегруз входа или выхода либо перевести усилитель в неопределенное состояние с высоким уровнем шумов (рисунок 67а).

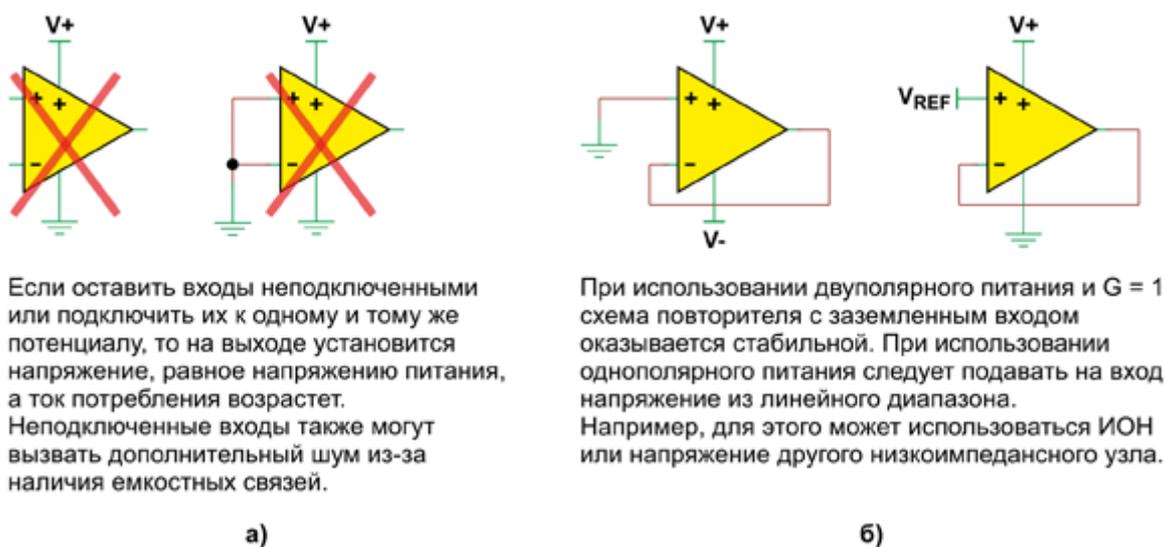


Рис. 67. Подключение неиспользуемых ОУ: а) неправильно; б) правильно

Можно также дать рекомендации по выполнению трассировки печатной платы. Рассматривайте неиспользуемые операционные усилители как потенциал для выполнения возможных модификаций. Вы можете найти применение для свободного ОУ в процессе доработки или при будущем развитии вашего устройства. Думайте о перспективах! Сделайте подключения к неиспользуемым операционным усилителям на верхних и нижних слоях печатных платах, где изменения можно сделать достаточно просто. Можно оставить посадочные места для компонентов обратной связи с проводниками, которые можно легко отрезать.

Вы можете полностью устранить проблему с лишними ОУ, выбрав микросхему с нужным числом усилителей на борту: одним, двумя или четырьмя, как, например, в [ОРА322](#). Это позволит добиться оптимальной компоновки печатной платы без лишних элементов. При этом используемые операционные усилители будут иметь те же характеристики и поведение.

Стоит сказать слова утешения для тех, кто не использовал описанные выше предпочтительные методы подключения свободных усилителей: вы вряд ли сильно нарушите работу остальных ОУ, находящихся в том же корпусе. Возможно, вы будете наблюдать повышенный ток потребления, но ваша система вряд ли выйдет из строя или сгорит. Большинство современных ОУ имеет независимую схему смещения для каждого канала, нечувствительную к перегрузкам в других каналах на том же кристалле. Если ваши цепи работают – расслабьтесь и используйте полученные рекомендации в следующих схемах.

[Оригинал статьи](#)

## 29. Защита входов от перенапряжений

При проектировании операционного усилителя разработчики часто задаются вопросом, как будут подключаться входы ОУ, будут ли обращаться с ними с осторожностью или есть вероятность того, что их могут небрежно подключить напрямую к сети переменного тока? Мы все хотим сделать свое оборудование надежным, способным выдерживать самое жесткое обращение, поэтому в этом разделе я объясню, как входы ОУ защищают от электрических перенапряжений (Electrical over-stress, EOS).

[ОРА320](#) – типичный представитель операционных усилителей. В перечне его предельных рабочих параметров приводятся значения максимального напряжения питания, максимального входного напряжения и тока (см. таблица, рисунок 68). В примечании указано, что если вы ограничиваете входной ток, то вам не нужно ограничивать входное напряжение. Внутренние ограничительные диоды выдерживают ток до  $\pm 10$  мА. Однако ограничение тока при высоковольтных перегрузках может потребовать использования значительного последовательного входного сопротивления, которое приведет к увеличению шума, уменьшению полосы пропускания и, возможно, созданию других ошибок.

Напряжение питания от V- до V+		6 В
Входные сигналы	Напряжение	(V-) -0,5...(V+) +0,5 В
	Ток	$\pm 10$ мА

ОУ имеет встроенные ограничительные диоды, подключенные к выводам питания. По этой причине ток входных сигналов с амплитудой превышающей напряжение питания более чем на 0,5 В должен быть ограничен значением  $\pm 10$  мА.

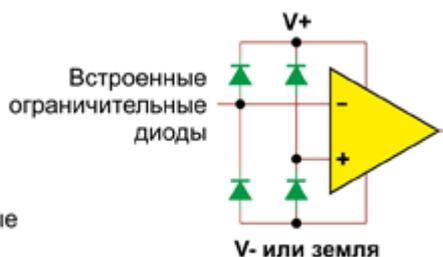


Рис. 68. Схема ОУ с внутренними защитными диодами

Ограничительные диоды начинают включаться, когда значение входного напряжения превышает значение напряжения питания примерно на 0,6 В. Многие устройства обычно выдерживают более высокое значение тока, но прямое падение напряжения при этом резко возрастает, увеличивая вероятность повреждения.

Вы можете значительно повысить устойчивость ОУ к высоким входным токам и увеличить уровень защиты путем добавления внешних диодов. Обычные сигнальные диоды, например, популярные **1N4148**, как правило, имеют более низкое значение прямого падения напряжения, чем встроенные защитные диоды.

В стендовых тестах я обнаружил, что у всех диодов 1N4148 падение напряжения как минимум на 100 мВ меньше, чем у встроенных диодов в рассматриваемых нами усилителях. При параллельном подключении внешних диодов большая часть тока будет течь именно через них.

Диоды Шоттки имеют еще меньшее прямое падение напряжения и могут обеспечить более высокую защиту. Однако у них, как правило, есть общий недостаток, который заключается в высоких значениях тока утечки. При комнатной температуре величина утечки достигает единиц микроампер или даже больше. При этом с ростом температуры это значение увеличивается.

Помните, что вам нужно стабильное напряжение питания. Защитные диоды, – как внутренние, так и внешние, – требуют относительно устойчивого напряжения питания для ограничения выбросов. Если мощности воздействующего импульса хватает для того чтобы обеспечить протекание значительного тока, то это вызовет просадку

напряжения на выводе питания  $V+$  или скачок напряжения на выводе  $V-$ . В результате это может перегрузить вход питания (рисунок 69). Обычный линейный регулятор не сможет обеспечить втекание тока и поддерживать постоянное напряжение питания. Развязывающие конденсаторы большой емкости, подключенные к выводам питания, могут помочь поглотить большой импульс тока помехи. Для фильтрации длительных помех может потребоваться защитный стабилитрон, также подключенный к линиям питания. Напряжение срабатывания для стабилитрона должно незначительно превышать значение максимального напряжения питания, чтобы он включался только при возникновении помех. Стоит отметить, что при использовании биполярного питания ( $\pm$ ) также необходимо предусмотреть аналогичную защиту по цепи отрицательного питания.

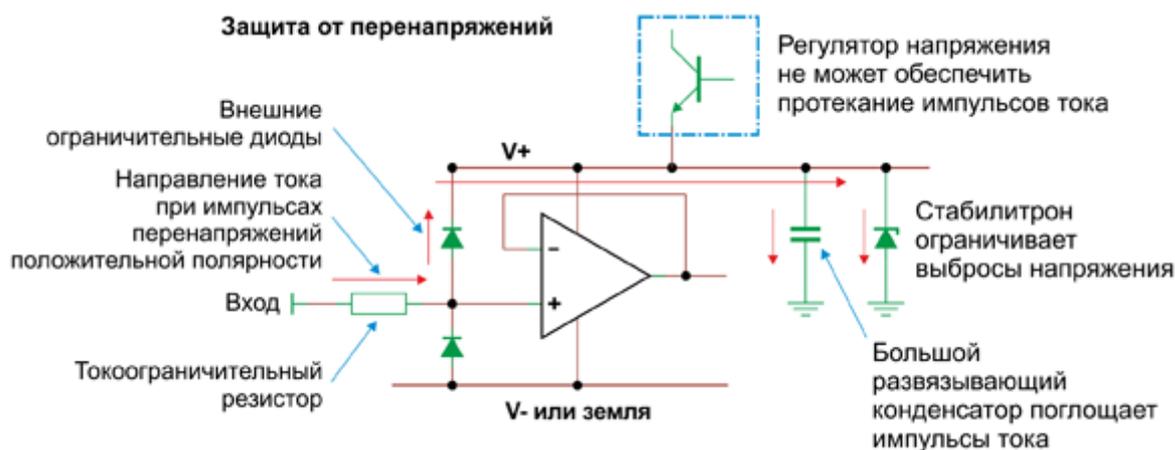


Рис. 69. Для ограничения бросков на выводах питания, возникающих за счет тока, протекающего через защитные диоды, необходим стабилитрон

Несмотря на принятые меры, мощная помеха по-прежнему может вызвать броски напряжений, которые превысят максимально допустимые значения. Однако смысл состоит в том, что максимально допустимые значения из документации обычно являются очень безопасными и при их достижении разрушение микросхемы маловероятно.

Кроме того, существует некоторый запас прочности и выше максимальных значений, однако безопасность в таких случаях уже не гарантируется. Совсем несложно обеспечить ограничение напряжения на пару вольт выше допустимых значений и тем самым добиться весьма высокого уровня выживаемости. Во многих случаях цель заключается в том, чтобы значительно повысить уровень выживаемости без больших затрат и ухудшения параметров схемы.

Невозможно рекомендовать универсальное решение или гарантировать, что конкретная схема защиты будет отвечать всем требованиям, поскольку требования у приложений сильно различаются. Усилители отличаются по уровню встроенной защиты, и необходимый уровень внешней защиты также может быть различным. Если это необходимо, то пожертвуйте некоторым количеством усилителей, и подвергните их жесткому тестированию.

[Оригинал статьи](#)

### 30. Могут ли дифференциальные ограничительные диоды на входе ОУ влиять на его работу?

В следующей части я буду писать об использовании операционных усилителей в качестве компараторов. В ней мы рассмотрим влияние встроенных ограничительных диодов на работу таких компараторов. Сейчас же я задаю вопрос: могут ли эти диоды влиять на штатную работу ОУ? Напряжение между входами ОУ должно быть практически равным нулю, не так ли? Таким образом, эти диоды никогда не будут пропускать ток при нормальной работе ОУ...или все таки будут?

А сейчас давайте поговорим о дифференциальных ограничительных диодах, которые могут присутствовать в некоторых ОУ (рисунок 70).

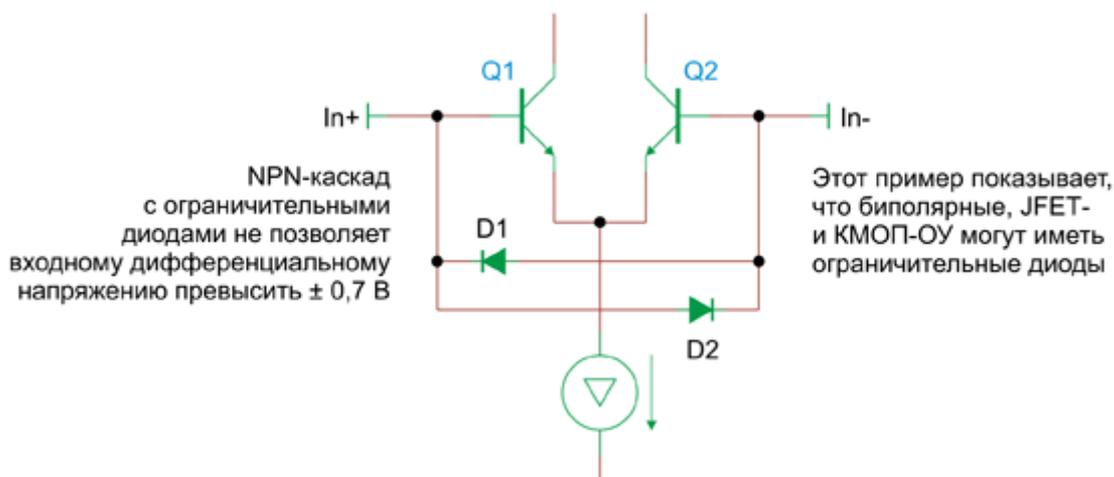


Рис. 70. Многие биполярные, JFET- и некоторые типы КМОП-усилителей имеют встроенные дифференциальные ограничительные диоды

Изменения в поведении ОУ зачастую можно заметить в базовых неинвертирующих схемах, в том числе — при работе простого буферного повторителя  $G = 1$ . Рассмотрим воздействие ступенчатого импульса напряжения. Выход не может сразу же отреагировать на появление сигнала на входе. Если напряжение импульса больше 0,7 В, то D1 откроется, а сигнал на неинвертирующем входе будет искажен. В течение этого периода, пока операционный усилитель формирует напряжение на выходе, на входе будет наблюдаться бросок тока высокого значения (рисунок 71). В конце концов, когда сигнал на выходе «догонит» сигнал на входе, все снова придет в норму.

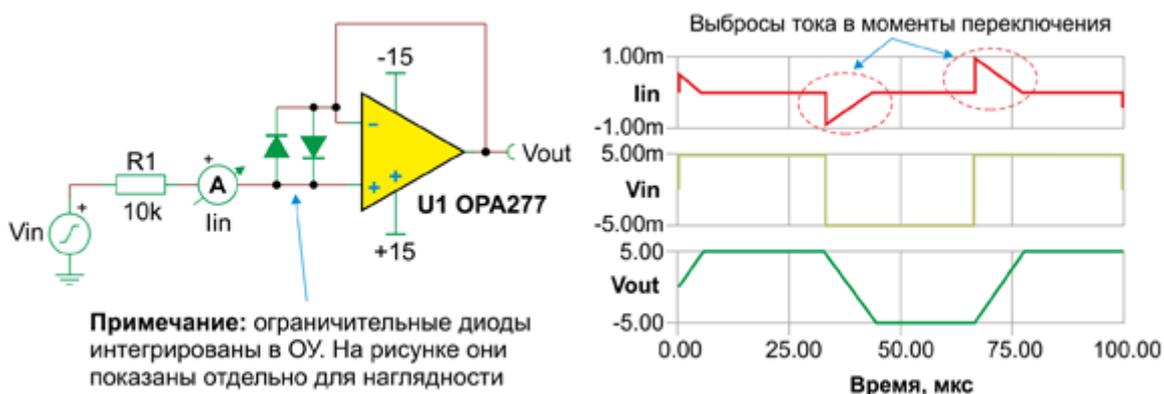


Рис. 71. Входные защитные диоды могут создавать выбросы тока при подаче входных сигналов с крутым фронтом

Многие приложения работают с медленными или ограниченными по амплитуде сигналами, скорость изменения которых значительно ниже скорости нарастания ОУ, поэтому описанное выше поведение наблюдаться не будет. В других приложениях, даже при быстром изменении входного напряжения, переходный ток на входе ОУ не оказывает отрицательного влияния на работу схемы. Но в некоторых особых случаях выбросы входного тока могут вызывать проблемы. Примером служит мультиплексированная система сбора данных. Ее упрощенная схема, включающая два входных канала, показана на рисунке 72.

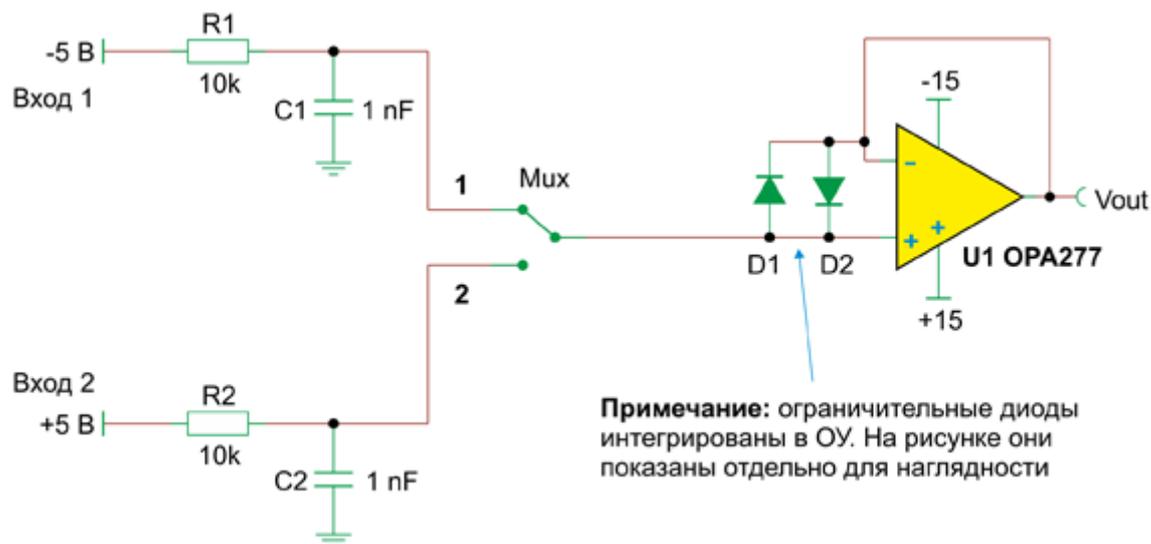


Рис. 72. Система сбора данных может работать некорректно, если переключение между каналами вызывает резкое изменение напряжения на входах ОУ, открывающее диоды D1 или D2

В этом примере при переключении мультиплексора с канала 1 на канал 2 на выходе U1 происходит быстрое изменение сигнала с -5 В до +5 В. D1 открывается, из-за чего переходный ток начинает протекать через мультиплексорный переключатель, разряжая конденсатор C2. Входные RC-фильтры используются для поддержания постоянного напряжения во время переключения каналов, но импульс тока частично разряжает C2. В итоге потребуется дополнительное время для перезарядки C2 до получения правильного входного напряжения. В результате получаем снижение скорости мультиплексирования или уменьшение точности.

В данном случае лучшим решением будет замена операционного усилителя U1 на модель без встроенных дифференциальных ограничительных диодов. [OPA140](#) – ОУ с FET-выходами, который отличается малым значением входного тока смещения (что позволяет не нагружать последовательное сопротивление MUX) и не имеет дифференциальных защитных диодов. Это как раз то, что нужно для мультиплексированных входов. Усилитель [OPA827](#) – отличный выбор для большинства приложений. Среди его достоинств: FET-входы, небольшой уровень шума, высокая скорость. Однако у него есть дифференциальные защитные диоды, поэтому OPA827, скорее всего, будет не лучшим выбором для рассмотренной схемы мультиплексора.

Я, конечно, не хочу, чтобы создавалось впечатление, что использование операционных усилителей с дифференциальными защитными диодами является рискованным мероприятием, и что их следует избегать. Это вовсе не так. Но, зная особенности этих ОУ, вы можете делать более осознанный выбор в тех редких случаях, когда такие усилители могут повлиять на правильную работу ваших схем.

[Оригинал статьи](#)

### 31. ОУ в режиме компаратора: допустимо ли это?

Многие разработчики (и я тоже) иногда используют операционные усилители в качестве компараторов. Обычно так происходит, когда нужен только один простой компаратор, и у вас остался «запасной» операционный усилитель в микросхеме, содержащей четыре ОУ в одном корпусе. Фазовая компенсация, необходимая для устойчивой работы операционного усилителя, приводит к тому, что из ОУ может получиться только очень медленный компаратор. Однако если требования по быстродействию являются скромными, то ОУ может быть достаточно. Иногда возникают вопросы по такому режиму использованию ОУ. В то время как некоторые операционные усилители работают нормально, другие работают не так, как ожидалось. Давайте разберемся, почему так происходит.

Многие операционные усилители имеют защитные ограничительные диоды, подключенные между входами. Чаще всего используют параллельное включение двух разнонаправленных диодов. Они защищают переход «база-эмиттер» входных транзисторов от обратного пробоя. Для многих ИС пробой перехода «база-эмиттер» начинается при подаче дифференциального входного напряжения около 6 В. Это приводит к повреждению транзисторов или нарушению их работы. На рисунке 73 защиту входного каскада из NPN-транзисторов обеспечивают диоды D1 и D2.

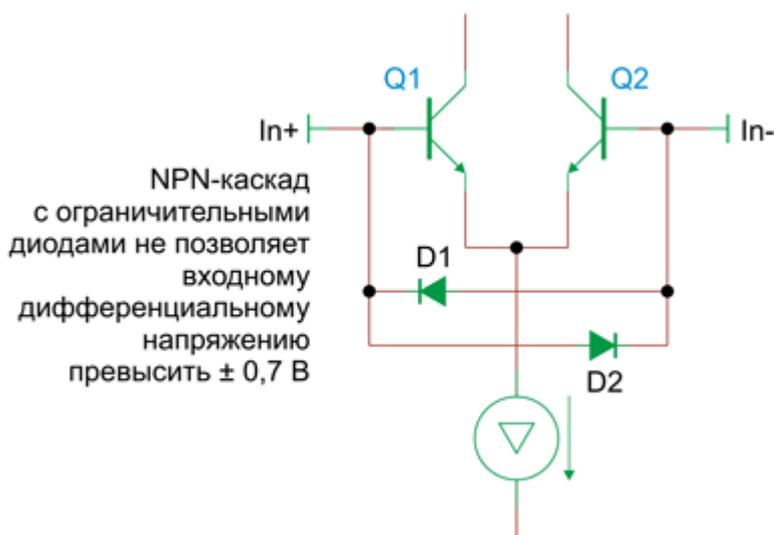


Рис. 73. Внутренние дифференциальные ограничительные диоды, подключенные между входами, предотвращают повреждение транзисторов, но могут помешать работе ОУ в режиме компаратора

В большинстве схем с операционными усилителями входное напряжение близко к нулю, и защитные диоды никогда не включаются. Но очевидно, что эти диоды могут стать проблемой при работе ОУ в режиме компаратора. Мы имеем ограниченный дифференциальный диапазон напряжения (около 0,7 В), при превышении которого один вход будет перетягивать другой, подтягивая его напряжение. Это не исключает возможность работы ОУ в качестве компаратора, но здесь требуется выполнение ряда условий. Эти условия в некоторых схемах могут быть абсолютно неприемлемыми.

Проблема заключается в том, что TI и другие производители операционных усилителей не всегда сообщают о наличии защитных диодов в документации. Даже когда информация о них присутствует, все равно нет четкого предупреждения о возможных проблемах. Наверное, следовало бы прямо говорить: «Будьте осторожны при использовании данного ОУ в качестве компаратора!». На самом деле авторы документации часто предполагают, что операционный усилитель будет использоваться только по прямому назначению. Мы провели встречу с нашей командой разработчиков и решили, что в будущем будем сообщать пользователям о потенциальных проблемах более четко.

Но как быть с уже существующими ОУ? Ниже приведены некоторые рекомендации, которые могут помочь. В большинстве случаев операционные усилители со входными NPN-транзисторами имеют защитные диоды. Примерами могут служить [OP07](#), [OPA227](#), [OPA277](#) и многие другие. Исключением является старый усилитель  $\mu\text{A}741$ . У него, кроме входных NPN-транзисторов, имеются дополнительные последовательно включенные PNP-транзисторы, которые обеспечивают встроенную защиту для NPN (рисунок 74).

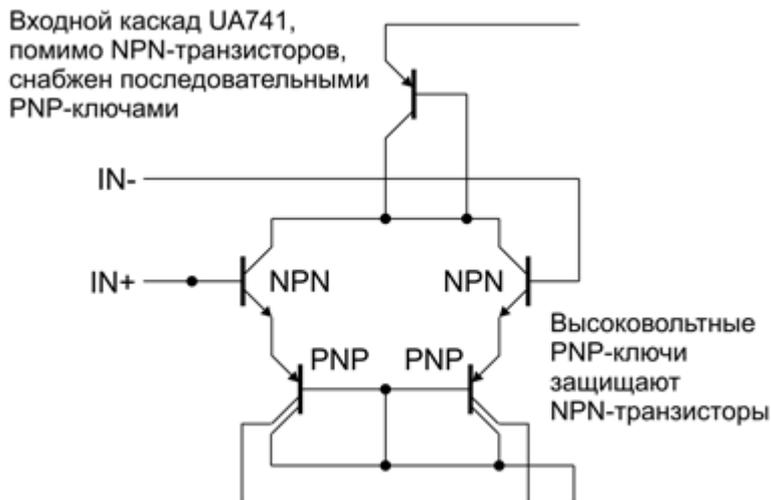


Рис. 74. ОУ с дополнительными последовательно включенными PNP-транзисторами лучше подходят для работы в качестве компаратора

Усилители общего назначения со входными PNP-транзисторами обычно не имеют встроенных ограничительных диодов (рисунок 75). В качестве примера можно привести [LM324](#), [LM358](#), [OPA234](#), [OPA2251](#) и [OPA244](#). Обычно это ОУ с однополярным питанием “single-supply”, у которых диапазон входных синфазных напряжений начинается от нуля или даже немного ниже. Такие ОУ можно легко распознать: для них в документации указывается отрицательное значение входного тока смещения, то есть он вытекает из усилителя. Стоит особо отметить, что высокоскоростные ОУ со входными каскадами из PNP-транзисторов обычно имеют встроенные ограничительные диоды, так как эти транзисторы имеют невысокое напряжение пробоя.

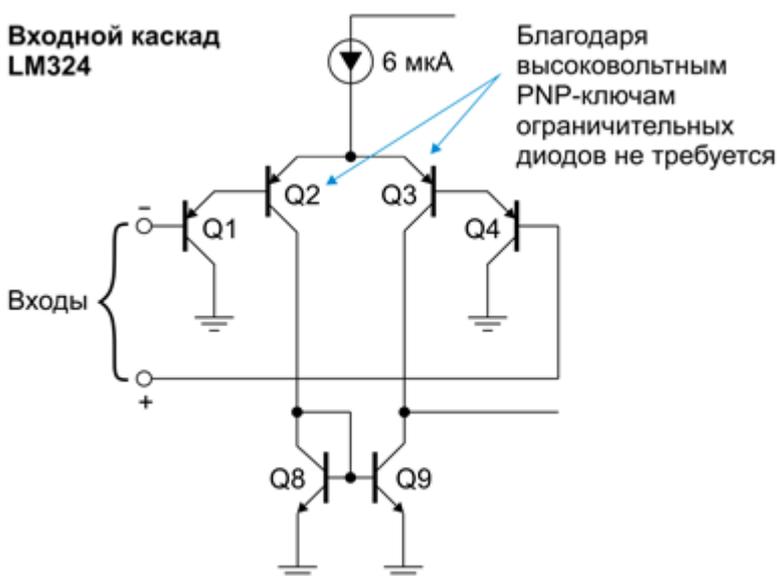


Рис. 75. LM324 на базе PNP-транзисторов с высоким пробивным напряжением лучше подходит для работы в качестве компаратора

Усилители с JFET- и КМОП-входами, которые работают с более высокими напряжениями (до 20 В и более), могут как иметь, так и не иметь защитных диодов. Для них требуется дополнительная проверка. Особенности технологии изготовления и вид используемых транзисторов определяют, присутствуют ли внутри защитные диоды или нет.

У большинства низковольтных КМОП-усилителей нет встроенных диодов. Существует особое исключение для ОУ с автоматической коррекцией нуля (Auto-zero или чоппер), которые ведут себя так, как будто имеют встроенные защитные диоды.

И в заключение хочется сказать, что если вы рассматриваете возможность использования ОУ в качестве компаратора, будьте осторожны. Получите максимум информации из документации, в том числе вынесенной в примечания. Проверяйте поведение схемы на макете или прототипе, контролируйте взаимное влияние входов. Не полагайтесь на результаты моделирования со SPICE-макромоделями. Некоторые макромодели могут не включать дополнительные компоненты, симулирующие защитные диоды. Кроме того, особенности поведения, возникающие при подаче напряжений, близких к границе допустимых входных диапазонов, могут быть смоделированы неточно.