

# Операционные усилители особенности применения

---

КУРС ЛЕКЦИЙ

ЧУ ПО «СОЦИАЛЬНО-ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ КОЛЛЕДЖ»

ПРЕПОДАВАТЕЛЬ: БОРИСОВ АЛЕКСЕЙ АЛЬБЕРТОВИЧ

**RAZUMDOM**



# Операционные усилители

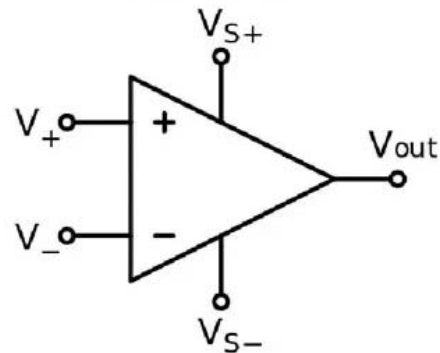
1. Определение и обозначение
2. Принцип работы ОУ
3. Идеальная модель
4. Питание ОУ
5. Входы rail-to-rail
6. Напряжение смещения
7. Выводы коррекции
8. Ток смещения
9. Колебания в ОУ
10. Нестабильный ОУ
11. Входная емкость
12. Декомпенсированные ОУ
13. Усилитель с усилением  $-0,1$
14. Ограничение скорости
15. Время установления
16. Шум резисторов
17. Шумы ОУ
18. Фликкер-шум
19. ОУ, стабилизированные прерыванием
20. Развязывающие конденсаторы
21. Неиспользуемые ОУ
22. Защита входов от перенапряжений
23. Ограничительные диоды
24. ОУ в режиме компаратора

# Определение

**Операционный** усилитель (ОУ; англ. operational amplifier, OpAmp) — усилитель постоянного тока с дифференциальным входом и, как правило, единственным выходом. Но бывают ОУ с дифференциальным выходом для специальных применений. ОУ имеет высокий коэффициент усиления и почти всегда используются в схемах с глубокой отрицательной обратной связью, которая полностью определяет коэффициент усиления или передачи полученной схемы.

В настоящее время ОУ получили широкое применение, как в виде отдельных чипов, так и в виде функциональных блоков в составе более сложных интегральных схем. Такая популярность обусловлена тем, что ОУ является универсальным блоком с характеристиками, близкими к идеальным, на основе которого можно построить множество различных электронных узлов.

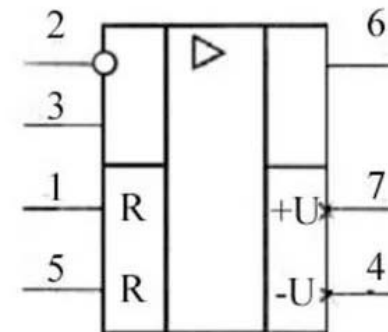
Схематическое обозначение



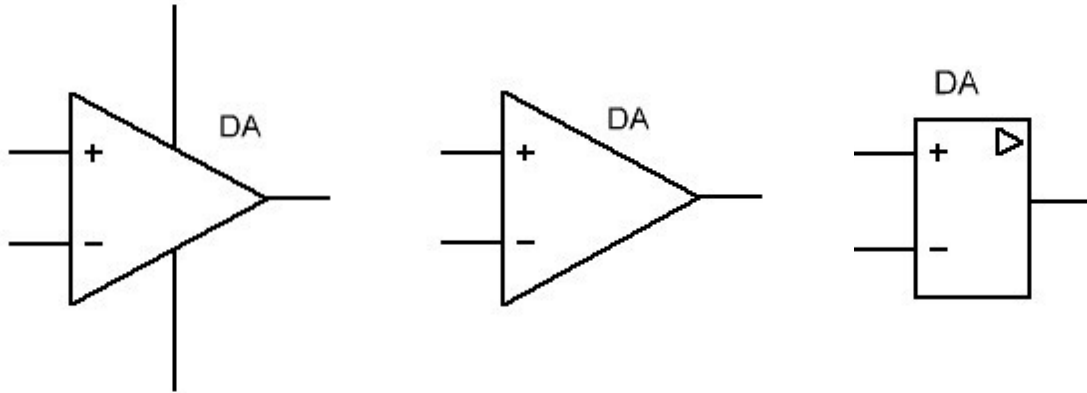
Фото



Изображение по ГОСТ



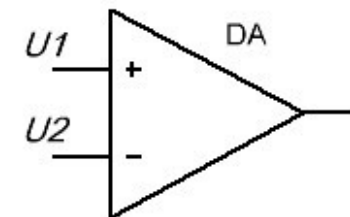
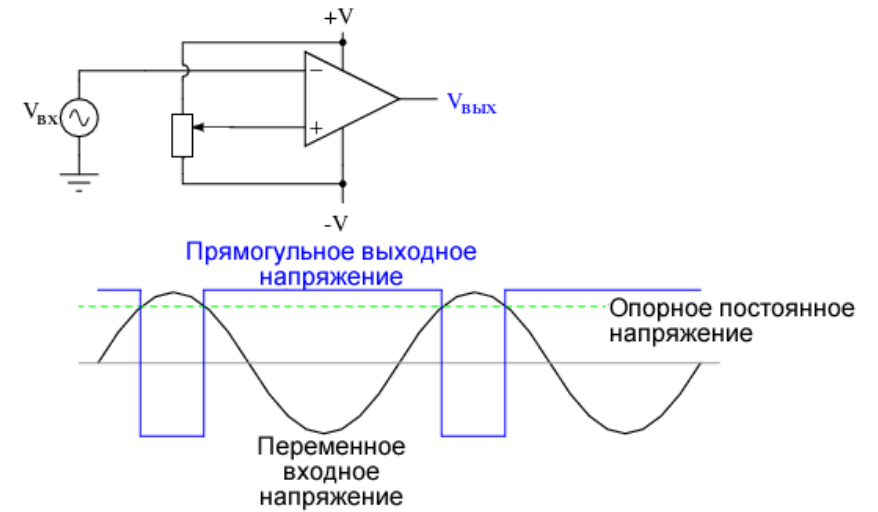
# Обозначение на схеме операционного усилителя



УГО операционного усилителя.  
Обозначение может быть с выводами питания или без,  
в треугольнике или прямоугольнике.

# Принцип работы ОУ

- **Выход ОУ** стремится к тому, чтобы разность напряжений на его входах была равна нулю
- **Входы ОУ** обладают высоким входным сопротивлением или иначе говорят высоким импедансом
- **Вход 1** обозначается знаком «+» и называется неинвертирующим а **вход 2** обозначается как «-» и является инвертирующим
- **Коэффициент усиления ОУ** имеет огромное значение до миллиона
- Не нужно путать эти два знака с полярностью питания! Они НЕ говорят о том, что надо в обязательном порядке подавать на инвертирующий вход сигнал с отрицательной полярностью, а на неинвертирующий сигнал с положительной полярностью.
- Если потенциал на неинвертирующем входе  $U_1$  больше, чем на инвертирующем  $U_2$ , то на выходе будет  $+U_{пит}$ .
- Если же на инвертирующем входе  $U_2$  потенциал будет больше, чем на неинвертирующем  $U_1$ , то на выходе будет  $-U_{пит}$ .



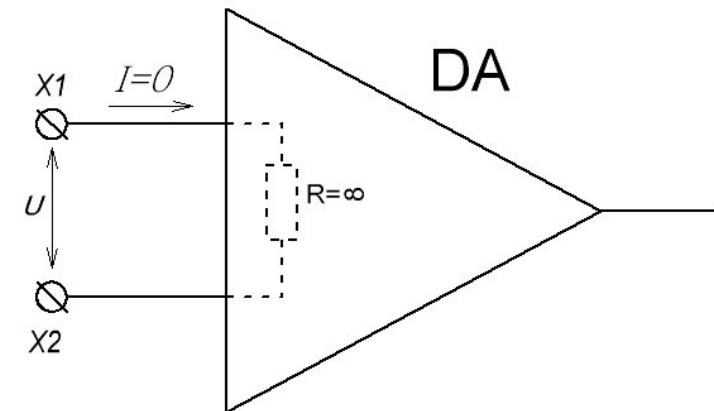
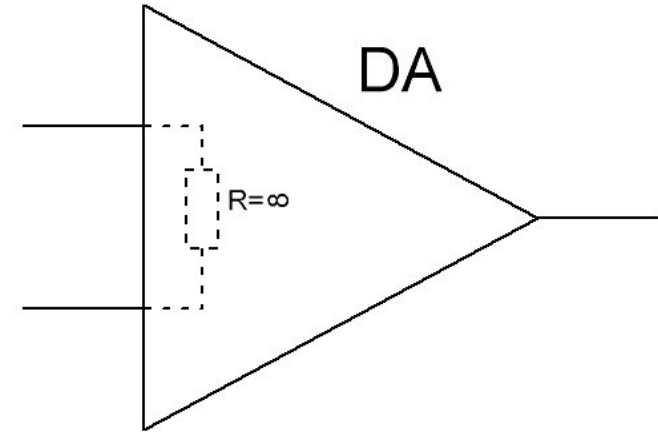
# Идеальная модель операционного усилителя

- **Входное сопротивление идеального ОУ бесконечно большое.**

В реальных ОУ значение входного сопротивления зависит от назначения ОУ (универсальный, видео, прецизионный и т.п.) типа используемых транзисторов и схемотехники входного каскада и может составлять от сотен Ом и до десятков МОм. Типовое значение для ОУ общего применения — несколько МОм.

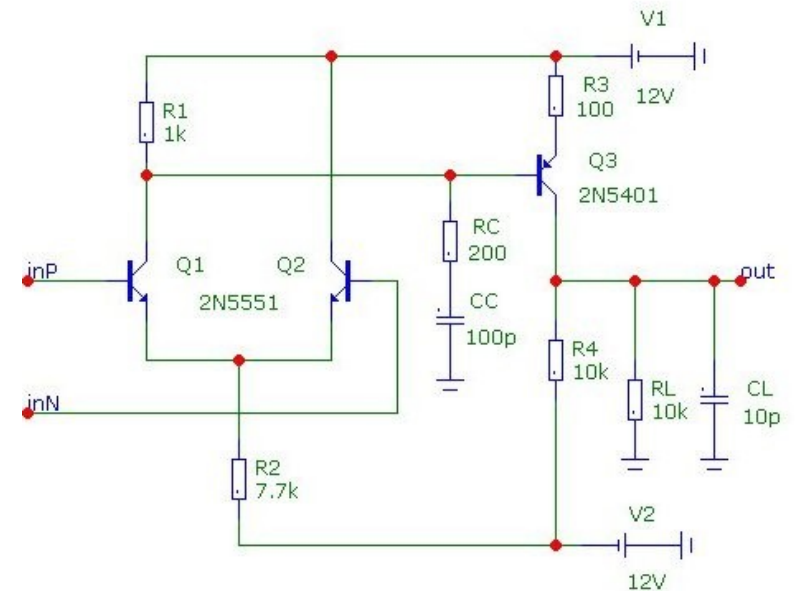
- Второе правило вытекает из первого правила. Так как входное сопротивление идеального ОУ бесконечно большое, то **входной ток будет равняться нулю.**

На самом же деле это допущение вполне справедливо для ОУ с полевыми транзисторами на входе, у которых входные токи могут быть меньше пикоампер. Но есть также ОУ с биполярными транзисторами на входе. Здесь уже входной ток может быть десятки микроампер.



# Идеальная модель операционного усилителя

- **Коэффициент усиления в идеальном ОУ бесконечно большой.** В реальности он ограничен внутренней схмотехникой ОУ, а выходное напряжение ограничено напряжением питания.
- Так как коэффициент усиления бесконечно большой, следовательно, **разность напряжений между входами идеального ОУ равняется нулю.** Иначе если даже потенциал одного входа будет больше или меньше хотя бы на заряд одного электрона, то на выходе будет бесконечно большой потенциал.
- **Коэффициент усиления в идеальном ОУ не зависит от частоты сигнала и постоянен на всех частотах.** В реальных ОУ это условие выполняется только для низких частот до какой-либо частоты среза, которая у каждого ОУ индивидуальна. Обычно за частоту среза принимают падение усиления на 3 дБ или до уровня 0,7 от усиления на нулевой частоте (постоянный ток).



# Питание операционных усилителей

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 составляет  $\pm 3$  или +6 В. Максимальный размах будет  $\pm 18$  или +36 В. Диапазон напряжений питания может составлять и вовсе 6/+30 В.
- **Входное синфазное напряжение** (common-mode voltage range, CM) обычно указывается относительно значений рабочих напряжений питания, как показано на рисунке. 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.



# Питание операционных усилителей

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 СМ. Потребуется изменить коэффициент усиления, чтобы расширить диапазон выходных напряжений до максимума.

Схема на рисунке является типовой для ОУ с биполярным питанием. Однако использовать однополярное питание также возможно, если не выходить за границы разрешенных диапазонов напряжений.



# Питание операционных усилителей

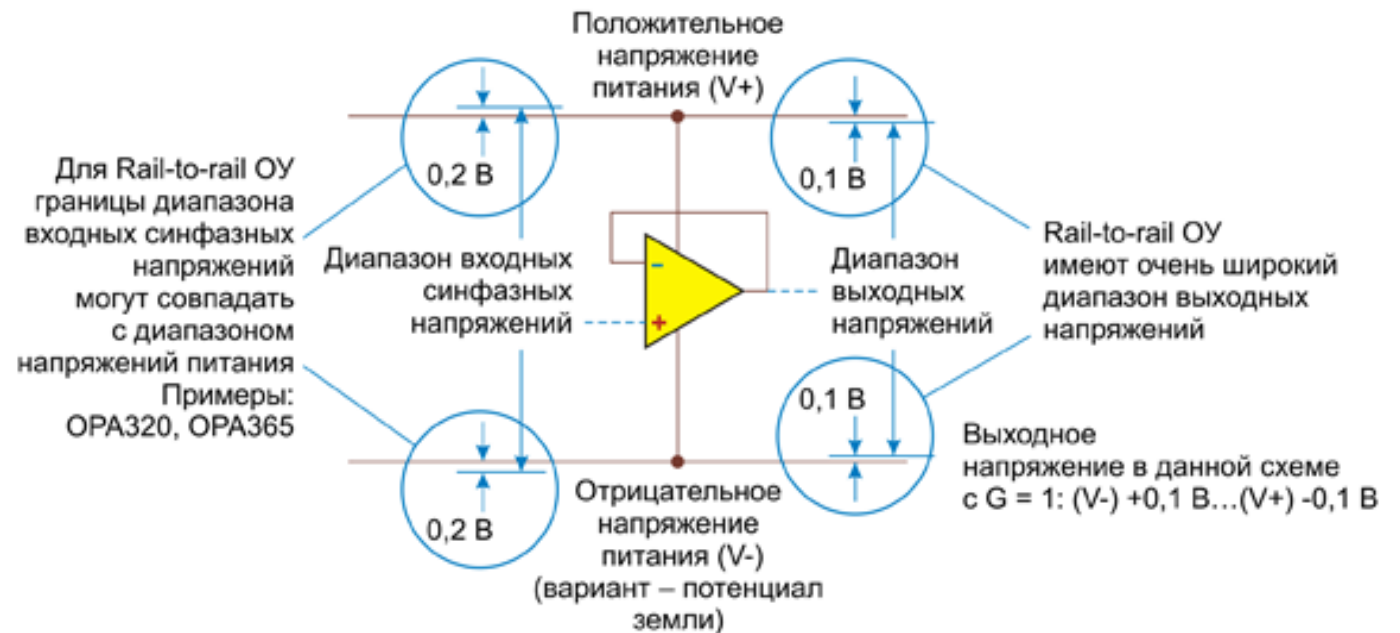
На рисунке представлен так называемый ОУ с однополярным питанием (single-supply op amp). Для него допустимое синфазное напряжение может быть равно размаху напряжения питания, а зачастую даже выходит за его границы. Это позволяет использовать такой ОУ в широком перечне схем, которые работают с близкими 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.

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.



# Питание операционных усилителей

На рисунке 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. Технологию «Rail-to-rail» чаще всего применяют для ОУ с однополярным питанием 5 В и ниже, чтобы максимально эффективно использовать ограниченный диапазон питающих напряжений.

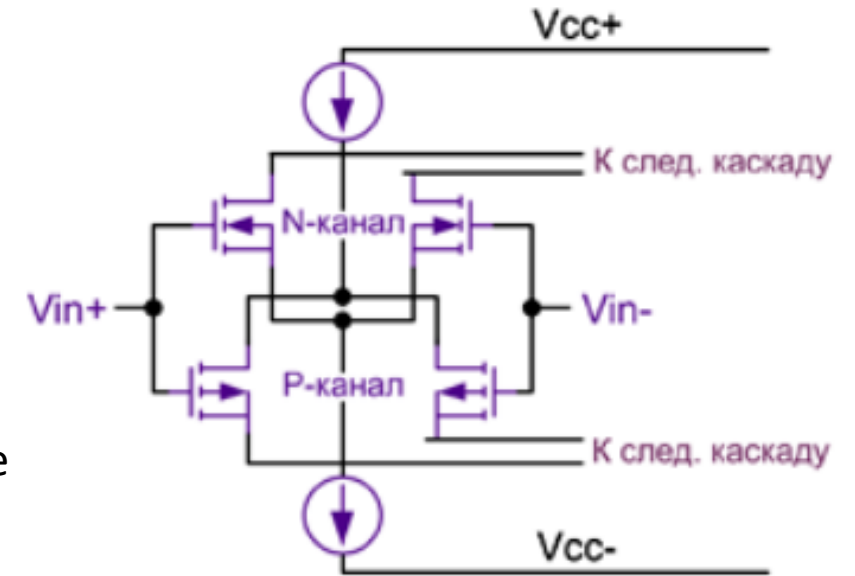


Усилители rail-to-rail весьма привлекательны благодаря менее жестким ограничениям диапазонов используемых напряжений, однако они не всегда являются оптимальным выбором.

# Что нужно знать о входах rail-to-rail

На рисунке 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).

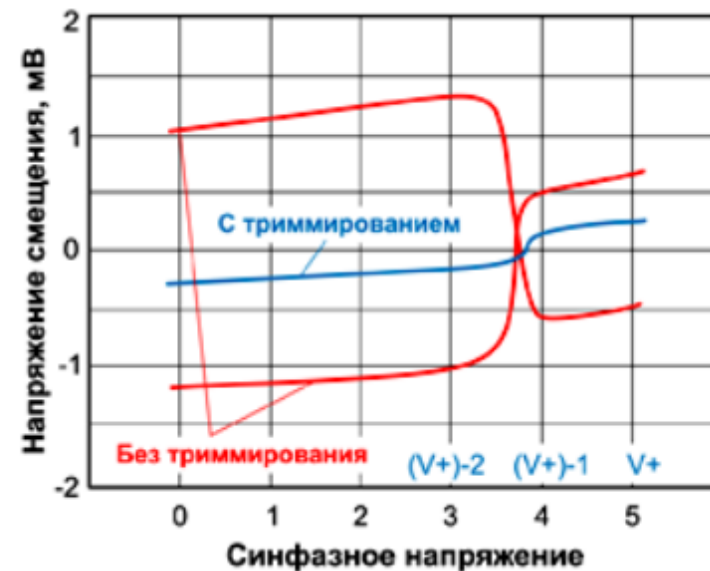
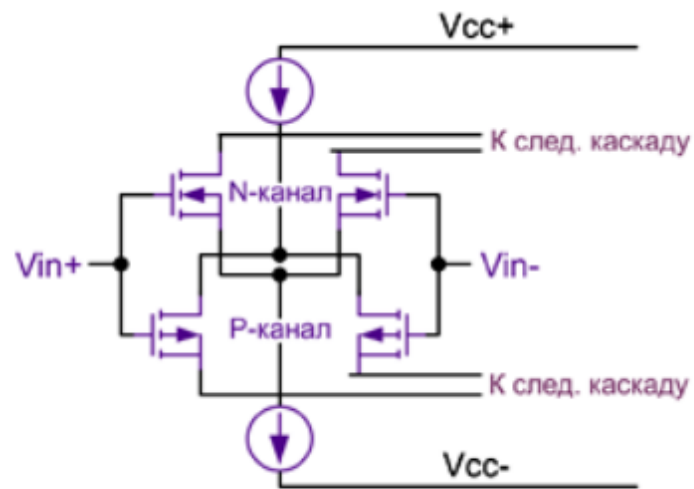
N-канальные полевые транзисторы работают с сигналами из верхней части диапазона синфазных напряжений, в том числе – с теми, которые оказываются немного выше положительного напряжения питания. Дополнительные цепи определяют, какой из каскадов используется в данный момент. Большинство подобных двухкаскадных ОУ 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.



# Что нужно знать о входах rail-to-rail

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, но для прецизионных схем это может быть важным. Также могут возникнуть искажения при работе с переменным сигналом, если такой сигнал пересекает точку переключения каскадов.

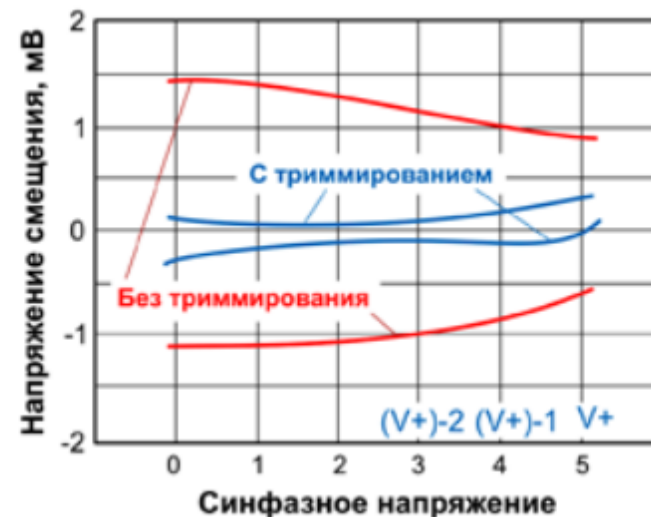


# Что нужно знать о входах rail-to-rail

На рисунке 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.

Такие преобразователи «шумят». Однако наиболее современные ОУ 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 искажения.

Не во всех приложениях требуется вход rail-to-rail. Инвертирующим усилителям и усилителям с неединичным коэффициентом усиления такой вход не нужен.



# Работа с напряжениями близкими к земле: случай однополярного питания

Таблица 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.

Параметр	Условия измерения	Мини-мальное	Типовое	Макси-мальное	Единицы измерения
Отличие выходного напряжения от значений напряжений питания	RL = 10 кОм	–	15	25	мВ
	RL = 2 кОм	–	35	50	мВ

В данном случае подразумевается, что нагрузка подключена к средней точке схемы (между выводами питания). Перед таблицей с параметрами часто можно 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.

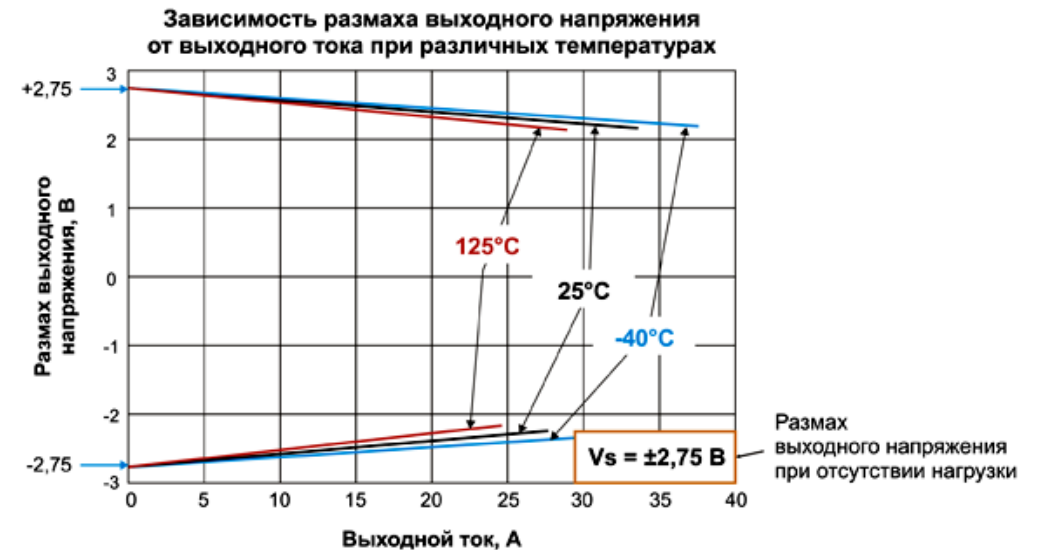


# Работа с напряжениями близкими к земле

Другой вариант, когда нагрузка подключена к земле, как это показано на рисунке. Нагрузочный резистор на самом деле помогает подтянуть выход к земле, а усилителю не обязательно обеспечивать втекание тока.

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, на котором размах выходного напряжения представляется как зависимость от величины выходного тока. На графике видно, что величина выходного напряжения приближается к указанному значению напряжений питания  $\pm 2,75$  В.

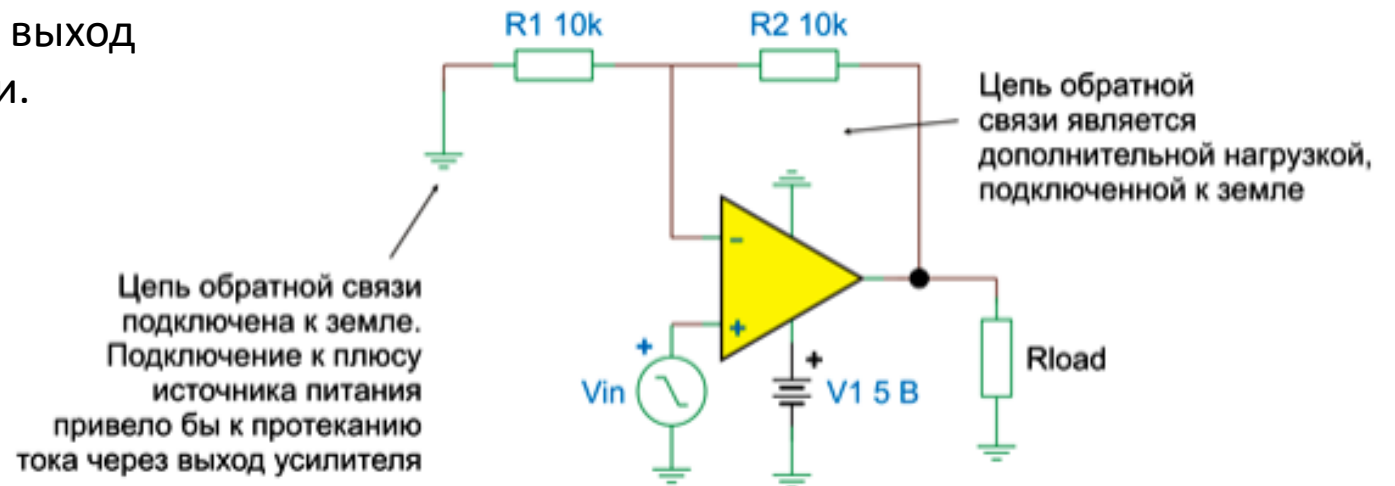
При работе с однополярным питанием потенциал на выводе V- равен 0 В.





# Работа с напряжениями близкими к земле

На рисунке 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.



# Работа с напряжениями близкими 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 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.

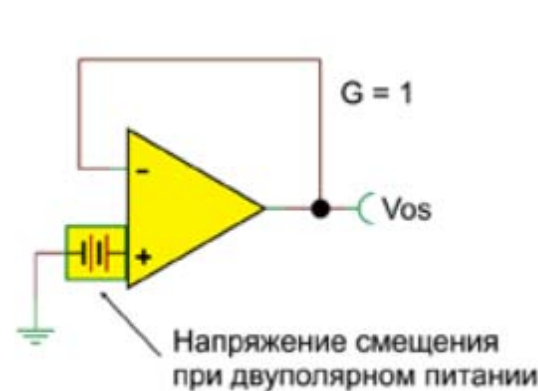
Низковольтные приложения с батарейным питанием представляют особую сложность. При их создании приходится бороться за возможность получения максимального размаха выходного напряжения. Имея ясное представление о возможностях ОУ, всегда можно решить вопросы с дополнительным смещением выходного сигнала вблизи уровня земли.

# Напряжение смещения

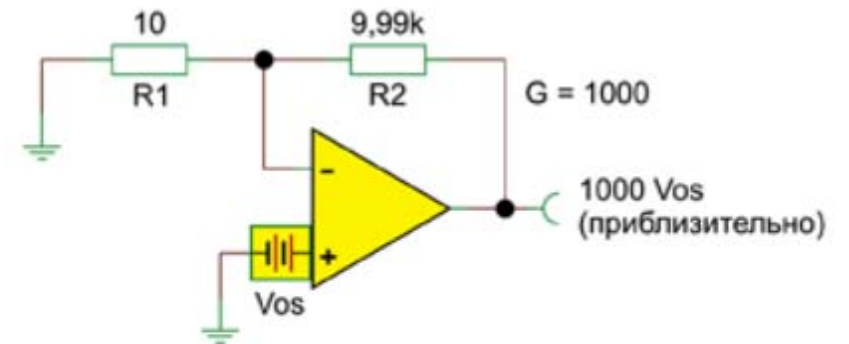
Напряжение смещения операционного усилителя равно выходному напряжению в схеме с единичным усилением  $G = 1$  (рисунок а). При выполнении моделирования для учета влияния напряжения смещения может быть использован дополнительный источник постоянного напряжения, подключенный ко входу усилителя. В схеме с единичным усилением  $G = 1$  это смещение передается напрямую на выход. В схеме с высоким коэффициентом усиления на рисунке б выходное напряжение составляет  $1000 V_{os}$ . Так ли это?

В схеме а выходное напряжение было очень близким к средней точке. Но в схеме б 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.

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.



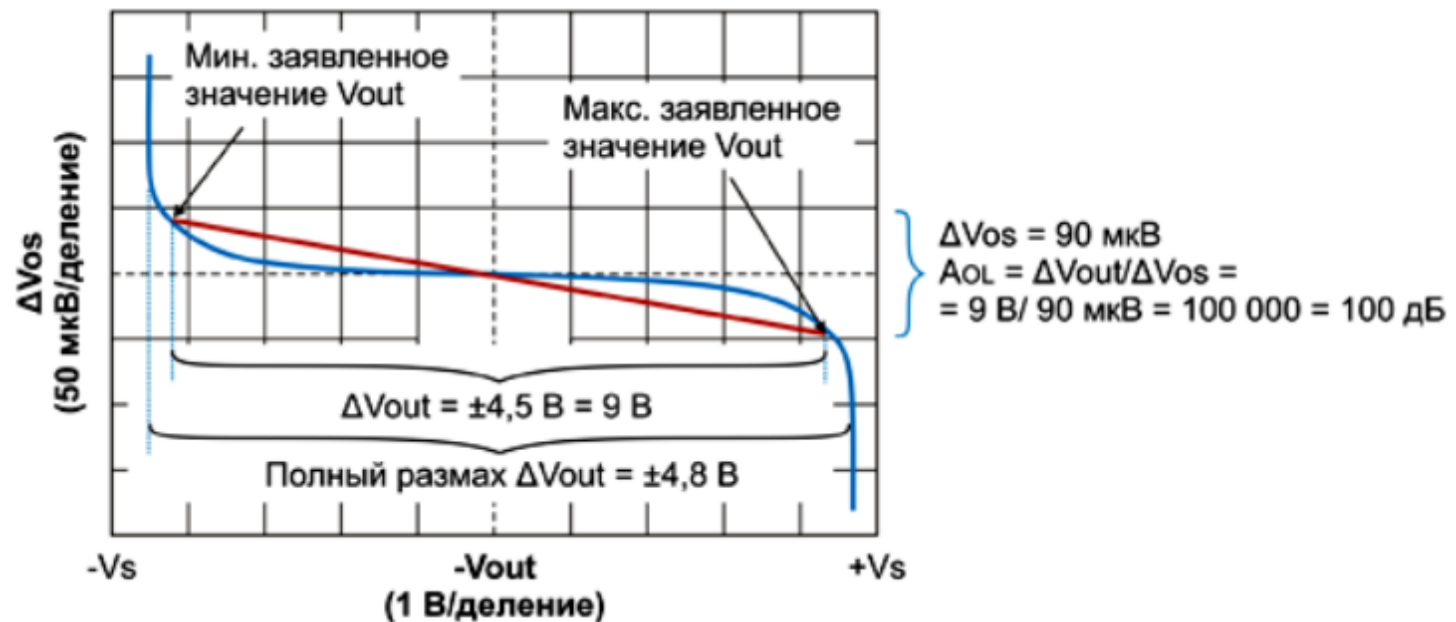
а)



б)

# Напряжение смещения

Если постепенно изменять выходное напряжение в пределах всего выходного диапазона, то изменение напряжения смещения обычно выглядит примерно так, как показано на рисунке.

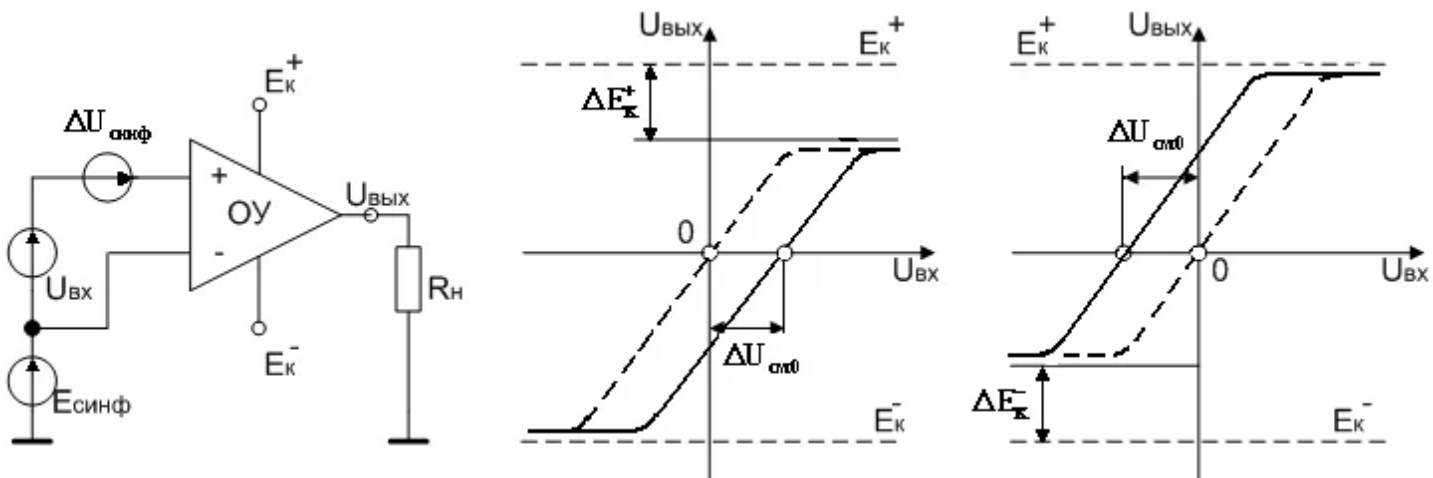


Наибольшая скорость изменения напряжения смещения наблюдается вблизи положительной и отрицательной границ диапазона. Усилителю приходится «напрячься», чтобы обеспечить максимальное выходное напряжение. Рост коэффициента усиления с разомкнутой обратной связью выше в середине диапазона и падает, когда 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.

Для прецизионных ОУ используется усреднение значений коэффициента усиления в широком диапазоне выходных напряжений для получения хорошей линейной зависимости (красная линия на рисунке).

# Напряжение смещения

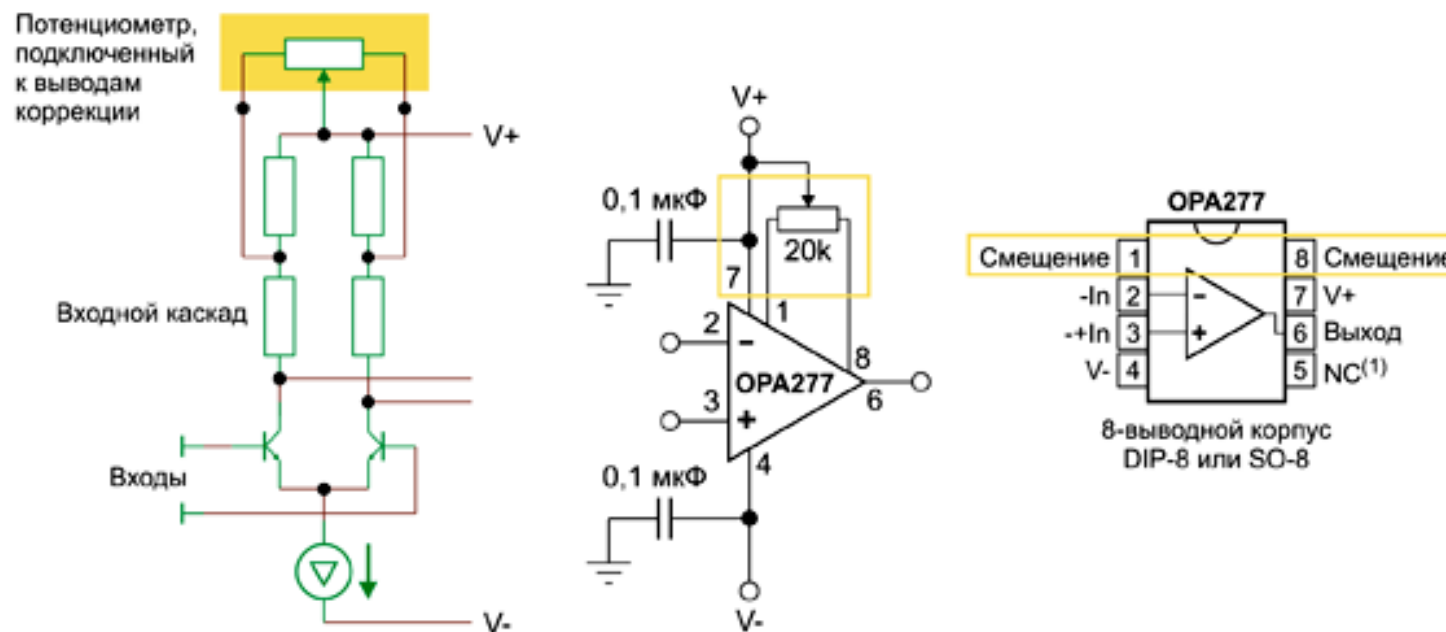
Когда усилитель работает с перегрузкой (при приложении большого напряжения смещения), выходное напряжение будет приближаться к граничным значениям. Иногда выходное напряжение будет превышать значения из диапазона, указанного в характеристиках. Разработчики называют эту характеристику «характеристикой 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.



# Выводы коррекции напряжения смещения

На рисунке 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.



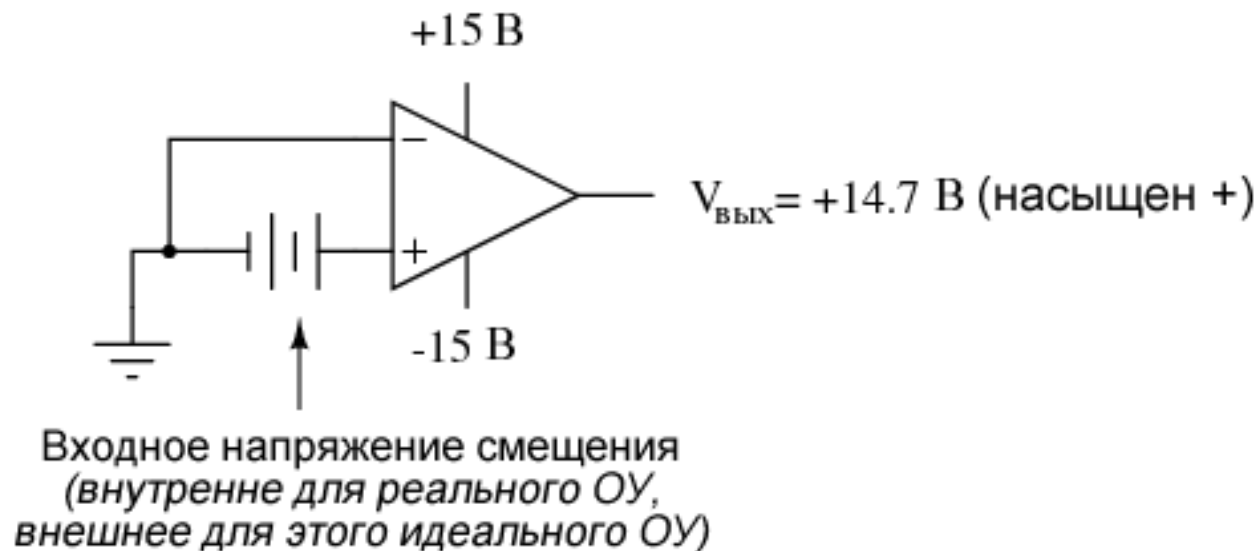
# Выводы коррекции напряжения смещения

У современных операционных усилителей выводы регулировки смещения отсутствуют, хотя раньше они были практически у всех ОУ. Это произошло по целому ряду причин:

- *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. Но некоторые 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.

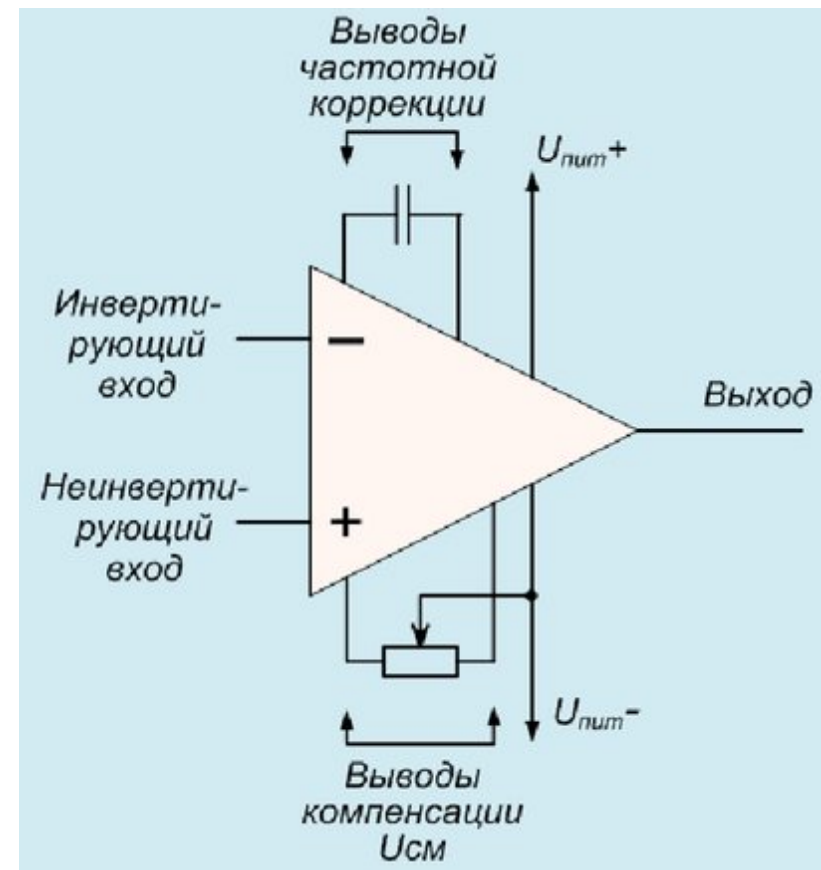




# Выводы коррекции напряжения смещения

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.





# Выводы коррекции напряжения смещения

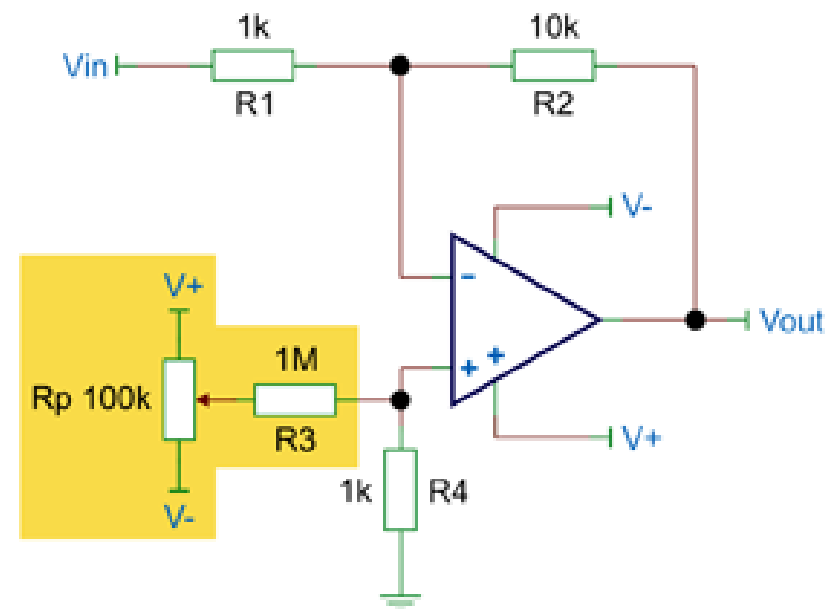
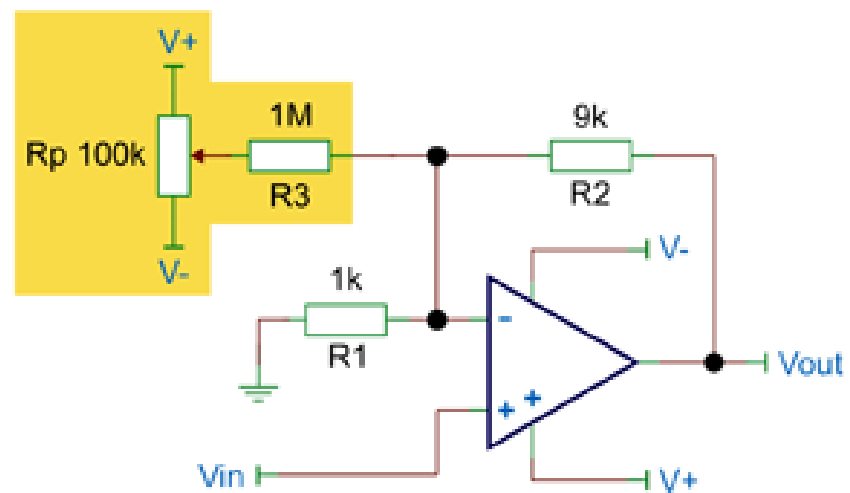
Если выводы коррекции напряжения смещения отсутствуют, то следует использовать другие способы компенсации. Например, можно подключать потенциометр или другие корректирующие цепочки в разные точки схемы.

Конкретные примеры показаны на рисунке. 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.

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.

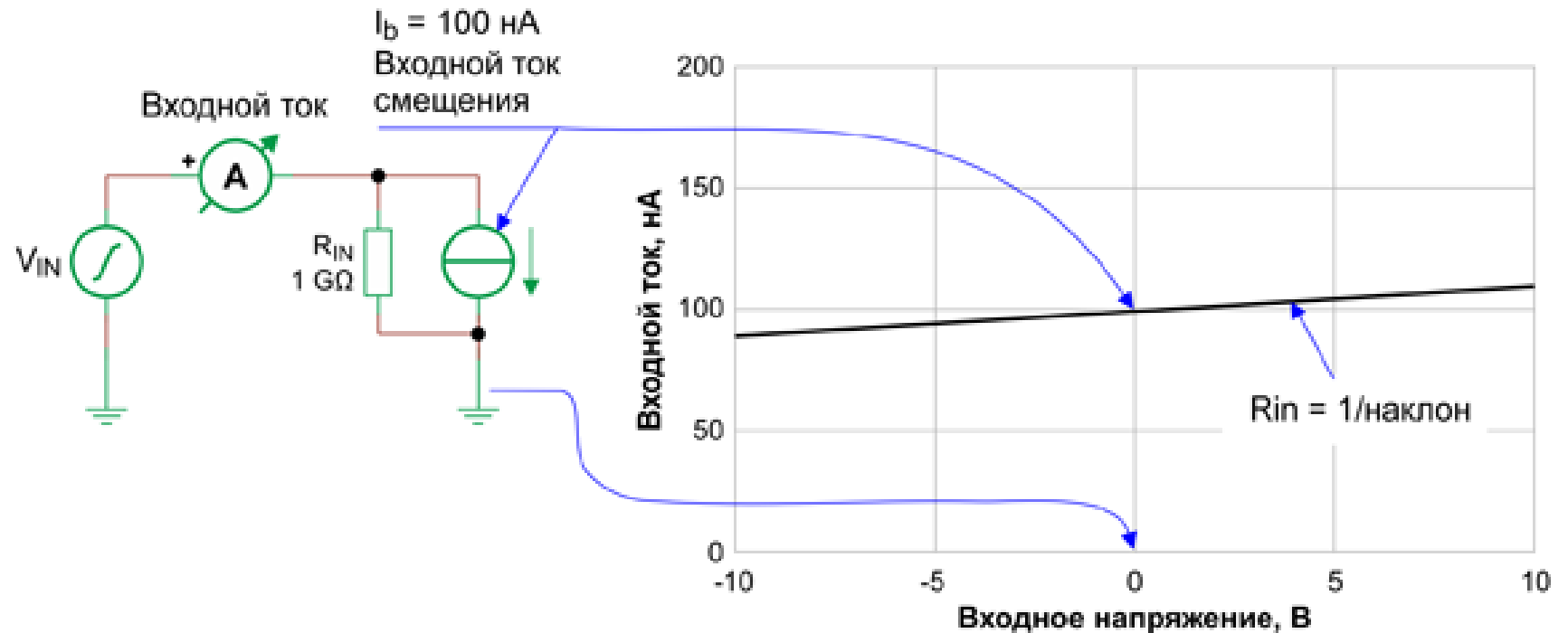
Компенсация напряжения смещения с помощью выводов коррекции



# Входной импеданс против входного тока смещения

Для чувствительных схем часто требуется большое входное сопротивление. Вместо этого чаще всего лучше учитывать малый входной ток смещения (input bias current,  $I_B$ ). Да, эти параметры связаны между собой, но есть важные отличия. Самая простая модель входа может быть представлена в виде схемы с параллельным включением источника тока (входной ток смещения) и входного резистора. 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.

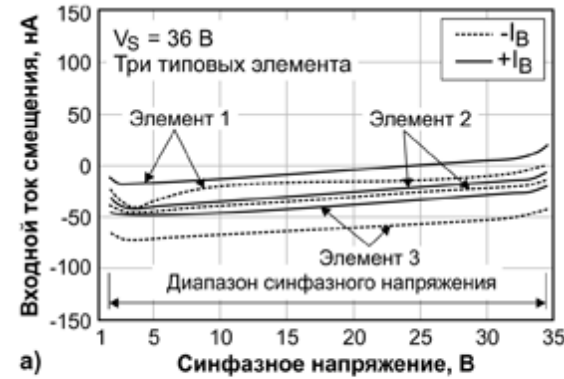
Входное сопротивление является мерой изменения входного тока при изменении входного напряжения. Ток входного смещения может быть на уровне одного ампера, а входное сопротивление – по-прежнему иметь очень высокое значение.



# Входной импеданс против входного тока смещения

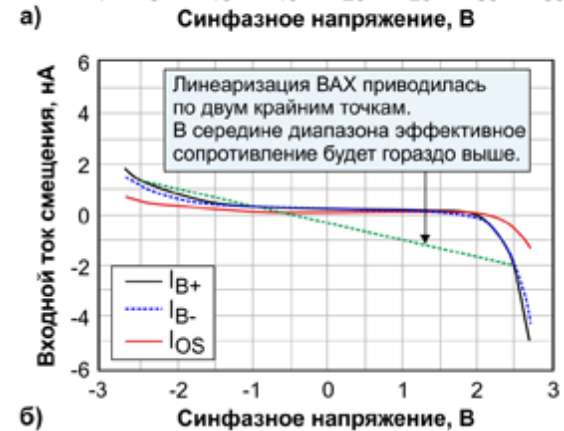
Производители часто приводят типовой график зависимости входного тока смещения от синфазного напряжения. Несколько примеров показано на рисунке: как видим, данная зависимость – это не совсем прямая линия. Обратите внимание, что ОРА211 – операционный усилитель с биполярными входами (bipolar junction transistor, BJT) со встроенной схемой компенсации входного тока смещения. Схема компенсации значительно уменьшает ток смещения, который, тем не менее, все еще остается довольно большим.

Входной ток смещения ОРА211 и высокий уровень шума делают его непригодным для работы с источниками сигнала с собственным сопротивлением более 10 кОм. Хотя входное сопротивление этого ОУ довольно большое - 1,3 ГОм.



ОРА211 – маломушящий 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  $\approx \Delta 5 \text{ В} / \Delta 3 \text{ пА} \approx 1,6 \times 10^{12} \text{ Ом}$

# Входной импеданс против входного тока смещения

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 or  $\mu\text{p}$ ). Конечно, для них входное сопротивление также велико, но, как правило, это не является самым важным фактором при выборе усилителя.

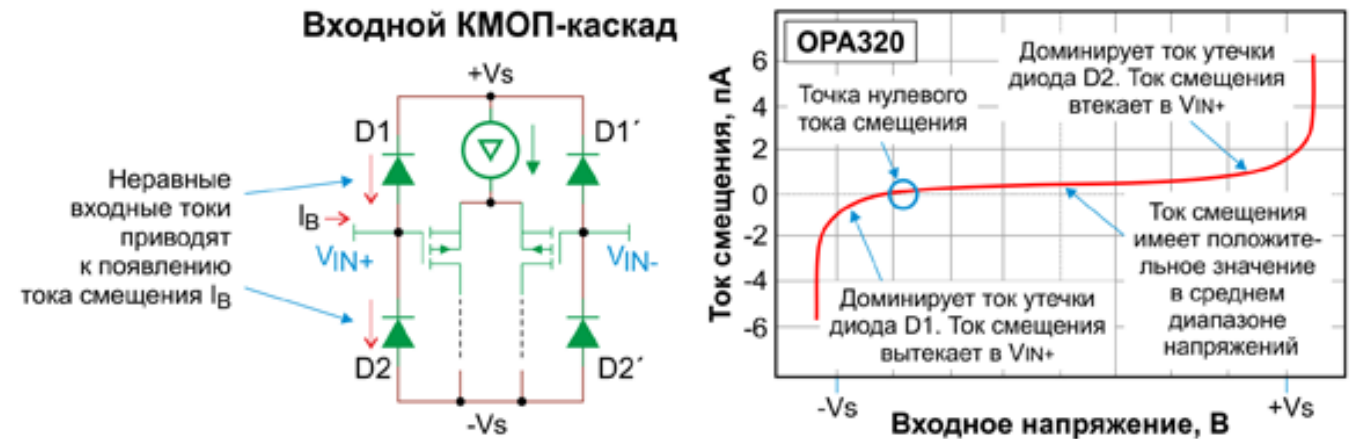
Существует несколько причин, по которым большой входной ток смещения играет отрицательную роль в точных аналоговых схемах. Протекая через сопротивление источника сигнала или через сопротивление цепи обратной связи, он формирует входное напряжение смещения  $I_B \cdot R_S$ . При протекании этого тока через некоторые типы датчиков и химические элементы, такие, например, как рН-зонды, он может поляризовать электроды, приводить к появлению погрешностей и даже неустранимых 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 рабочему 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.

# 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.

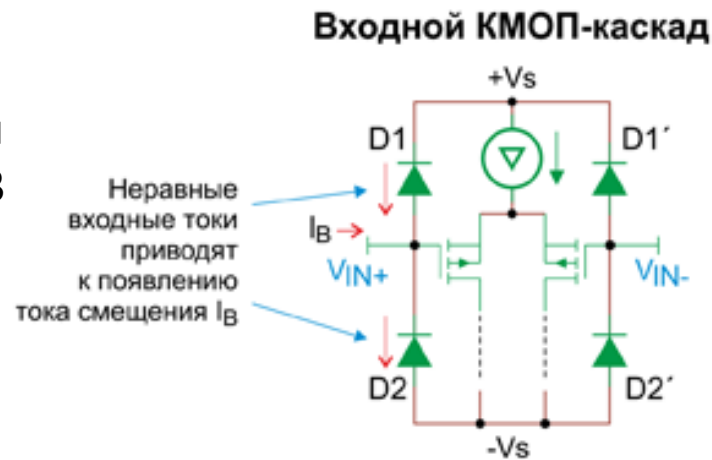
Затвор КМОП-транзистора (рабочий вход операционного усилителя) имеет чрезвычайно малый входной ток. Однако эти чувствительные входы должны быть защищены от электростатического разряда (ESD) и электрических перенапряжений (EOS) с помощью дополнительных схем, которые являются основным источником входного тока смещения. Эти схемы используют встроенные ограничительные диоды, подключенные к напряжению питания. В качестве примера на рисунке 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.



# Входной ток смещения КМОП- и JFET-усилителей

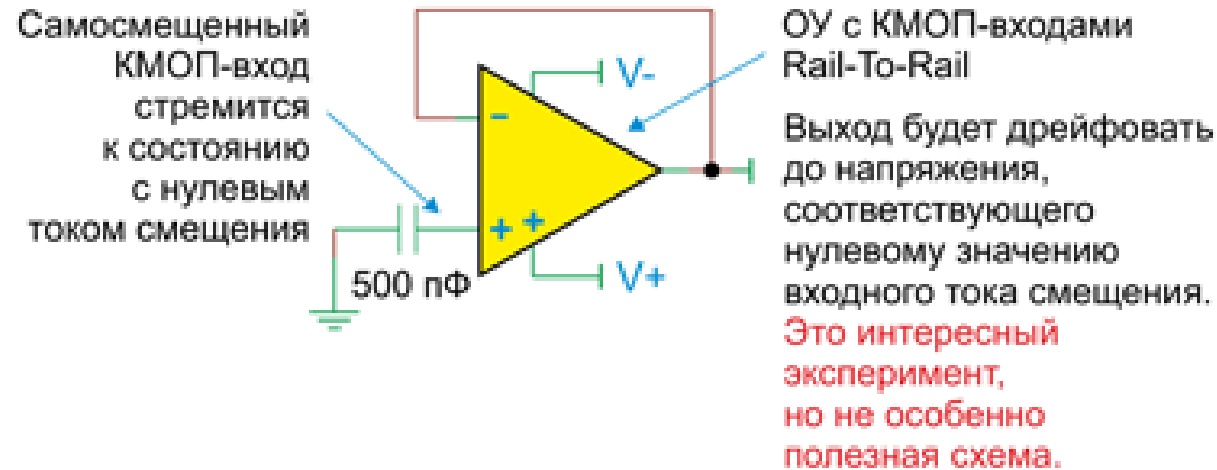
Соотношение между токами утечки диодов меняется, когда входное напряжение приближается к значениям питающих напряжений. Например, вблизи нижней границы обратное напряжение для D2 стремится к нулю и его ток утечки уменьшается. При этом ток утечки от D1 будет вносить основной вклад, определяя более высокий 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. Для любого конкретного ОУ существует входное напряжение, при котором входной ток смещения равен.

Существуют так же 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.



# Входной ток смещения КМОП- и JFET-усилителей

На самом деле rail-to-rail-усилитель может самостоятельно дополнительно сместить свой вход: выход будет дрейфовать до напряжения, соответствующего нулевому значению входного тока смещения. Это – интересно проверить на эксперименте, но не особенно полезная схема.



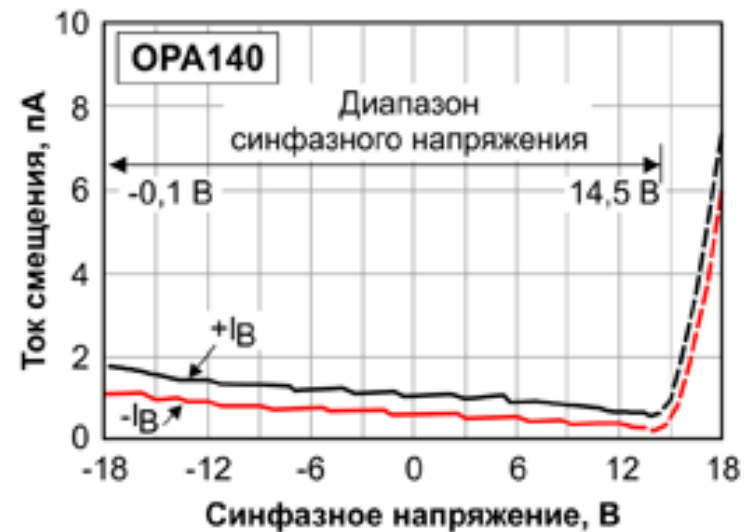
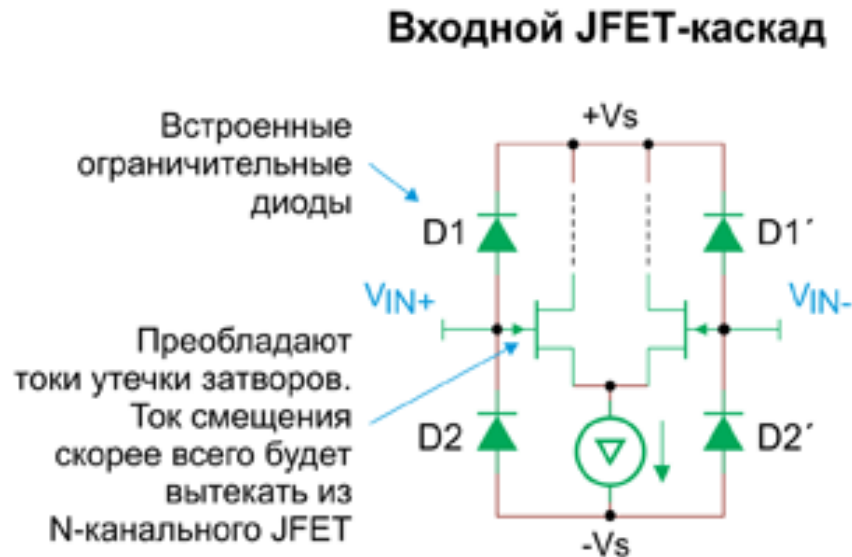
Rail-to-rail-усилитель с КМОП-входом сам дополнительно смещает свой вход (схема не рекомендуется к использованию!)



# Входной ток смещения КМОП- и JFET-усилителей

Для ОУ на базе полевых транзисторов с управляющим рп-переходом (JFET- входами), например, для ОРА140, все обстоит несколько иначе. 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.

Если схема работает со входными напряжениями, близкими к уровням напряжений питания, это может привести к более высоким значениям входного тока смещения. Так же стоит помнить, что – входной ток смещения значительно увеличивается с ростом температуры.

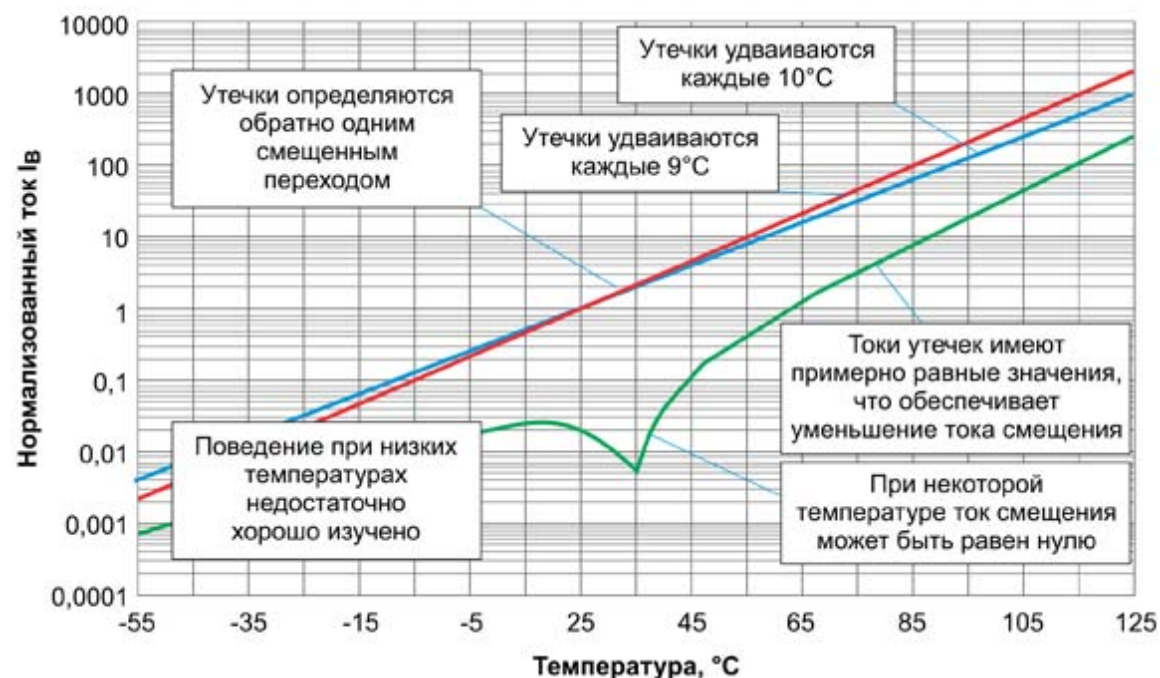




# Температурная зависимость входного тока смещения

Ток утечки обратно смещенного р-п-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.

Скорость роста токов утечки зависит от диодных характеристик, обычно удвоение происходит в диапазоне  $8\text{...}11^{\circ}\text{C}$ . 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.

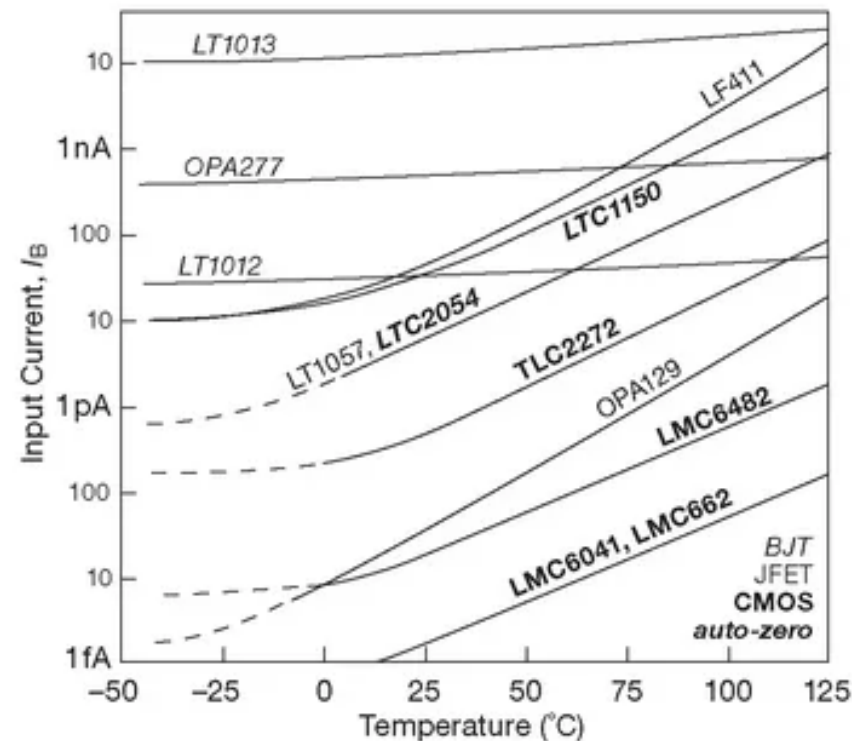


# Температурная зависимость входного тока смещения

Значение тока утечки обычно уменьшается при более низких температурах, но здесь может сказаться наличие других источников утечки. Эти источники могут иметь разные температурные зависимости. 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.

Выводы:

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. Важно избегать размещения чувствительных схем вблизи источников тепла.

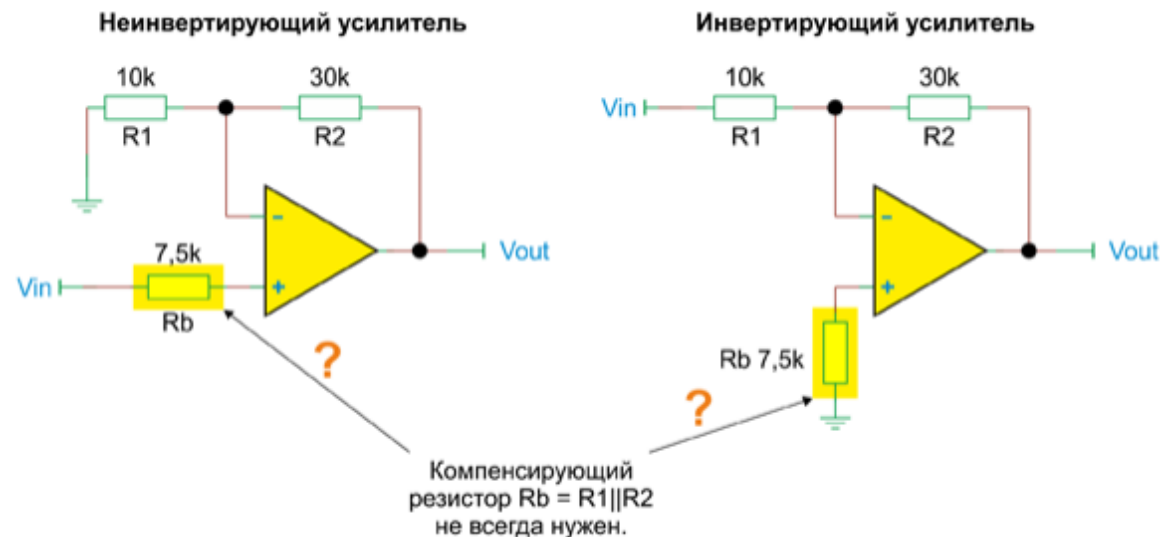


# Использование входных резисторов для устранения входного тока смещения

Часто используют дополнительный резистор для выравнивания сопротивлений на входах ОУ. Советуют добавлять резистор  $R_b$ , выбирая его значение равным сопротивлению параллельного включения  $R_1$  и  $R_2$ . 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.

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. Без использования  $R_b$  входное напряжение смещения, вызванное входным током смещения, будет рассчитываться по формуле:

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

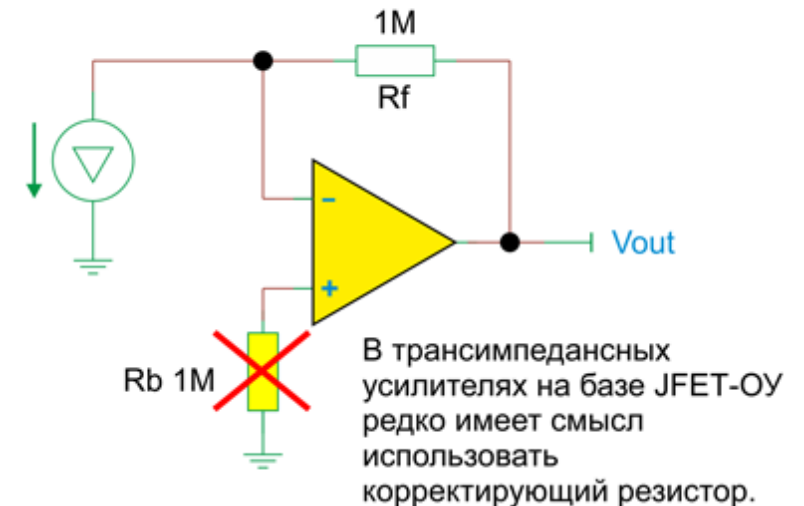


# Использование входных резисторов для устранения входного тока смещения

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

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.

Трансимпедансный усилитель

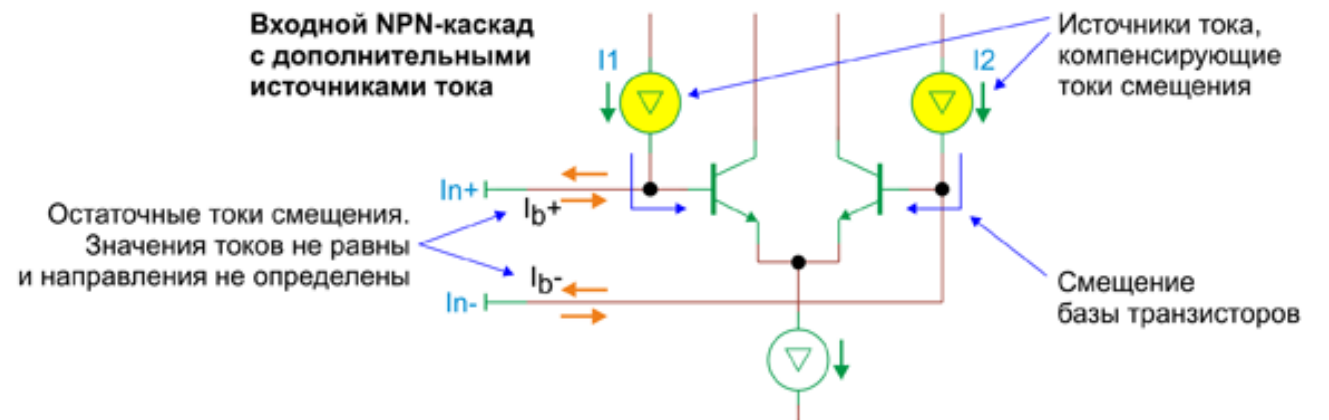


Схемы с высоким входным импедансом на базе усилителей с FET- или КМОП-входами могут обойтись без дополнительного согласующего резистора  $R_b$

# Встроенная схема компенсации токов смещения в ОУ с биполярными входами

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. Эти тщательно согласованные токи, полученные с помощью токовых зеркал, закачиваются в базы транзисторов через входы ОУ.

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.



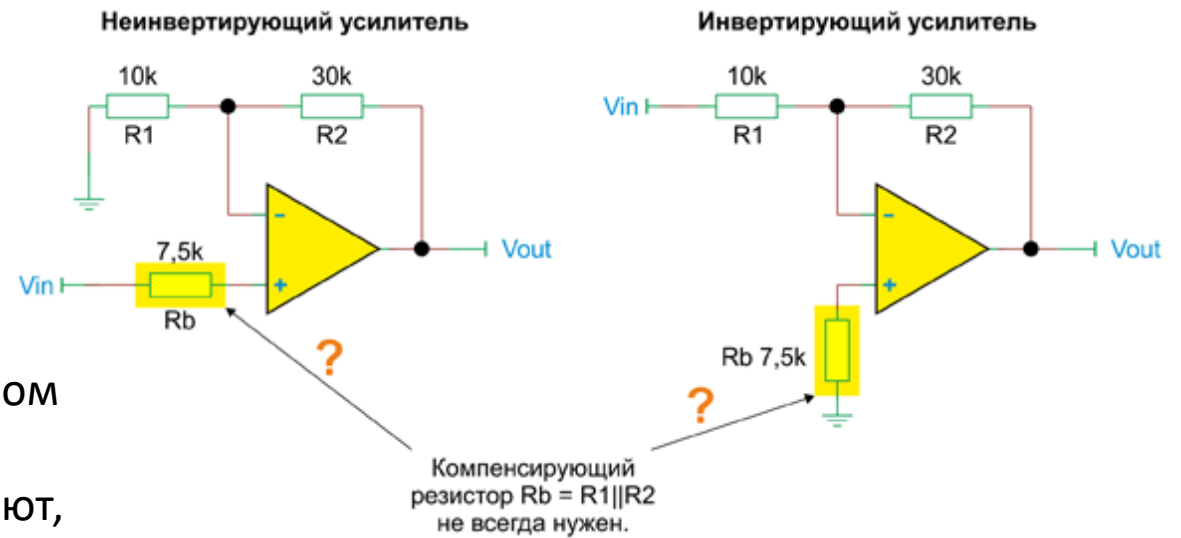
Биполярные входы ОУ со встроенными источниками тока, используемыми для устранения входных токов смещения

# Встроенная схема компенсации токов смещения в ОУ с биполярными входами

Получение каких-либо преимуществ от согласования сопротивлений, как показано на рисунке, будет зависеть от согласования внутренних токов. Таким образом, наличие встроенной схемы компенсации тока делает использование согласующего резистора бессмысленным.

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.

Если величина тока смещения указана с помощью символа  $\pm$ , это значит, что ток может протекать в любом направлении. Ток сдвига (offset current) имеет ту же величину, что и входной ток смещения. Это показывают, что этот ОУ имеет внутреннюю схему коррекции тока смещения.



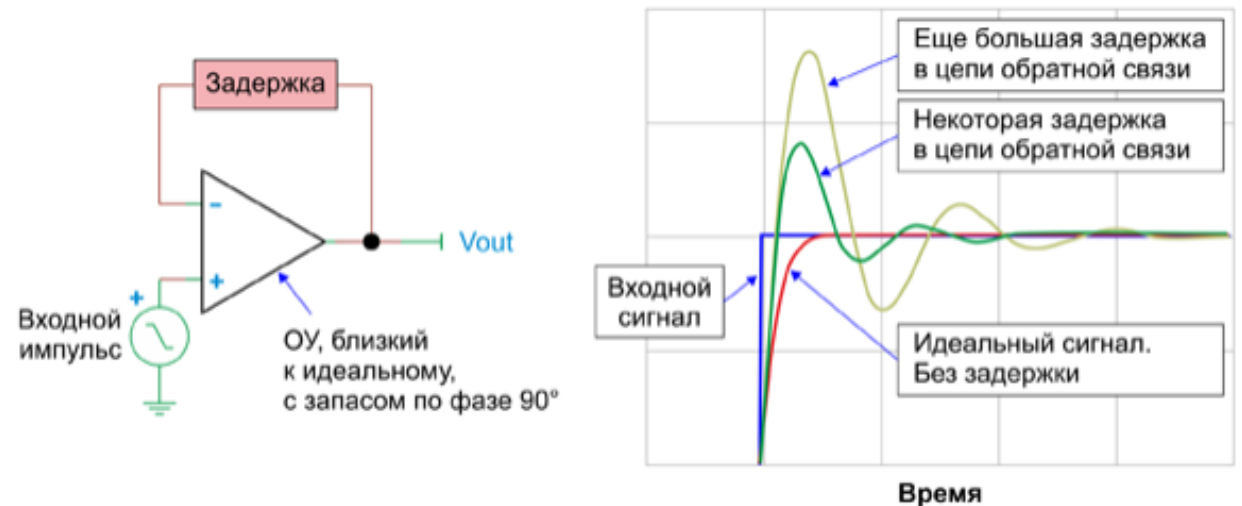


# Почему в схемах с ОУ возникают колебания

## Причины неустойчивости и самовозбуждения операционных усилителей (ОУ).

На рисунке 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. 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.

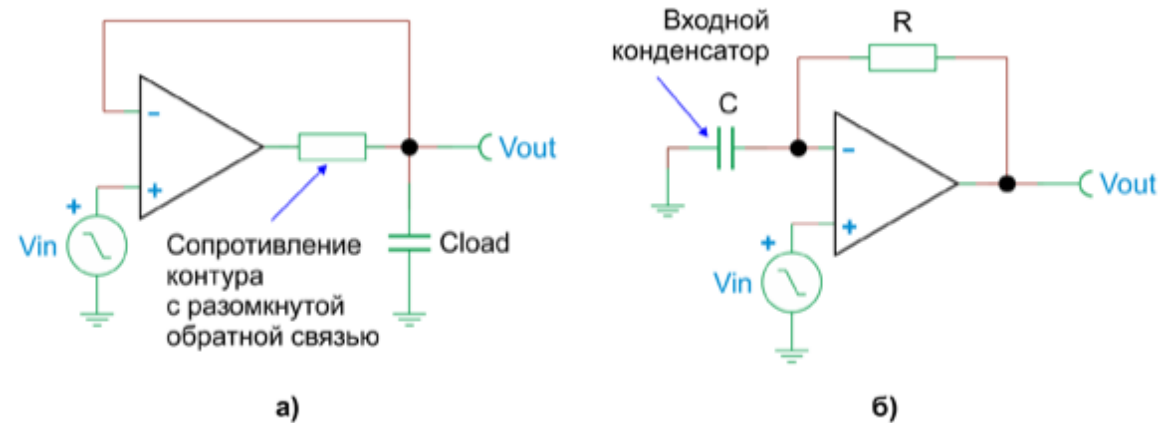


Отклик ОУ на прямоугольный импульс при различном значении задержки сигнала обратной связи

# Почему в схемах с ОУ возникают колебания

Небольшая задержка – и вот мы получаем перерегулирование и звон. Слишком большая задержка – и эти колебания продолжаются 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 а). В качестве резистора выступает выходное сопротивление контура с разомкнутой обратной связью, а конденсатор представлен емкостью нагрузки.

Во втором случае (рисунок б) 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.



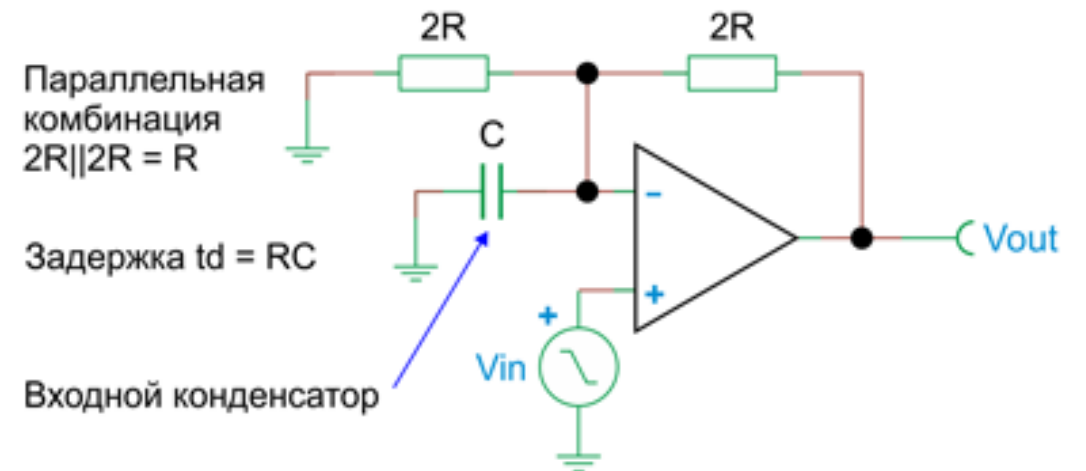


# Почему в схемах с ОУ возникают колебания

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.

Вывод:

Использование диаграмм Боде дает больше данных для анализа устойчивости усилителей с обратной связью. Тем не менее, это простое и 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.



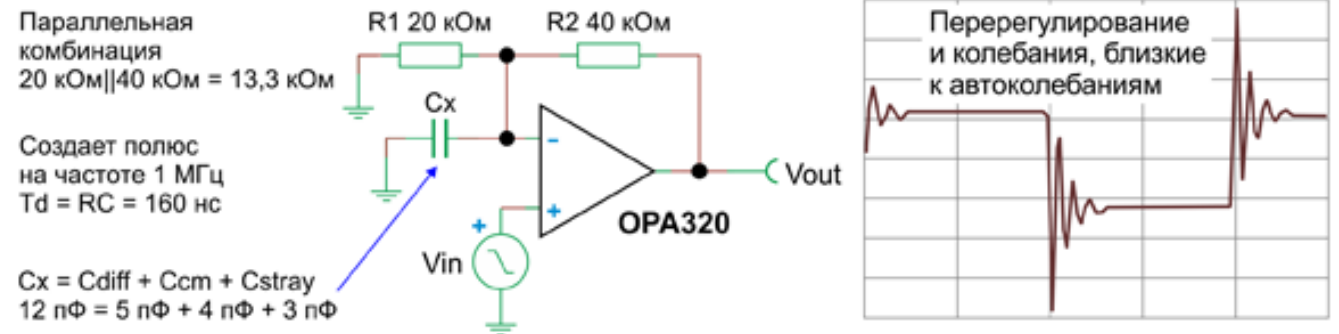
Параллельное соединение резисторов обратной связи образует эффективное сопротивление RC-цепочки

# Приручаем нестабильный ОУ

Простой неинвертирующий усилитель может быть неустойчивым или иметь чрезмерное перерегулирование и осцилляции, если сдвиг фазы или задержка, создаваемые входной емкостью ОУ совместно с сопротивлением цепи обратной связи, слишком велики.

Можно немного улучшить ситуацию за счет уменьшения паразитной емкости на инвертирующем входе, например, уменьшив площадь проводника на печатной плате. Однако для конкретного ОУ входная емкость представляет собой фиксированное значение – с ней ничего поделать 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.

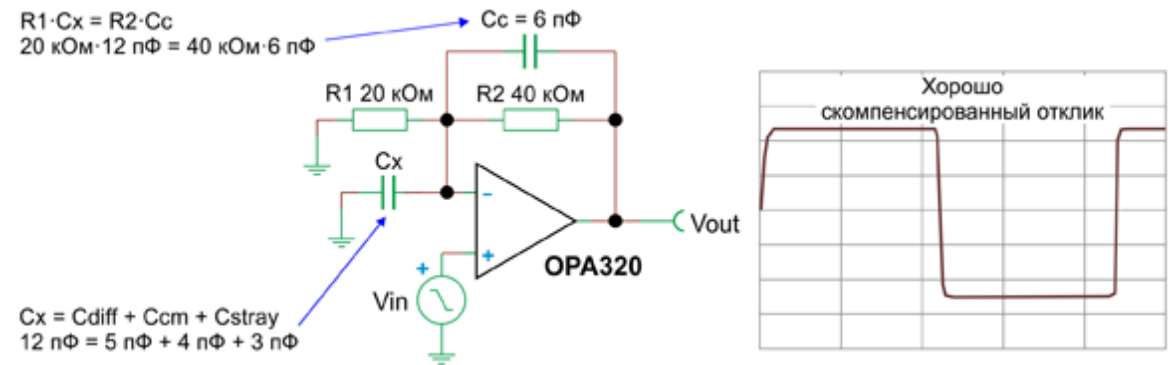


# Приручаем нестабильный ОУ

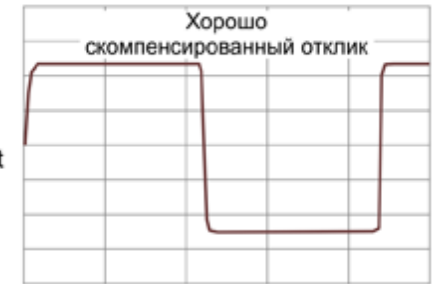
Лучшим решением проблемы в данном случае, скорее всего, будет использование дополнительного конденсатора  $C_s$ , подключенного параллельно с  $R_2$  на рисунке. Если  $R_1 \times C_x = R_2 \times C_s$ , то делитель напряжения оказывается скомпенсированным, и коэффициент импеданса является постоянным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

В схеме на рисунке, как и при калибровке щупа осциллографа, может потребоваться подстройка конденсатора  $C_s$ . Точная величина  $C_x$  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.

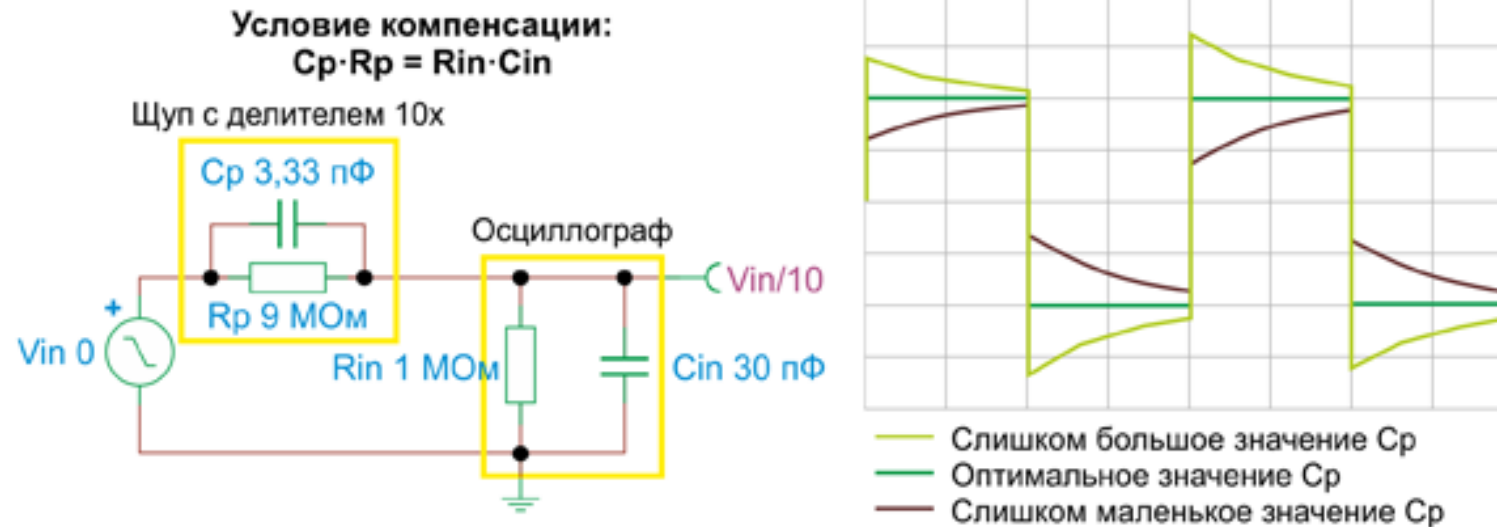


Конденсатор  $C_s$ , подключенный параллельно с  $R_2$ , позволяет избежать фазового сдвига в цепи обратной связи



# Приручаем нестабильный ОУ

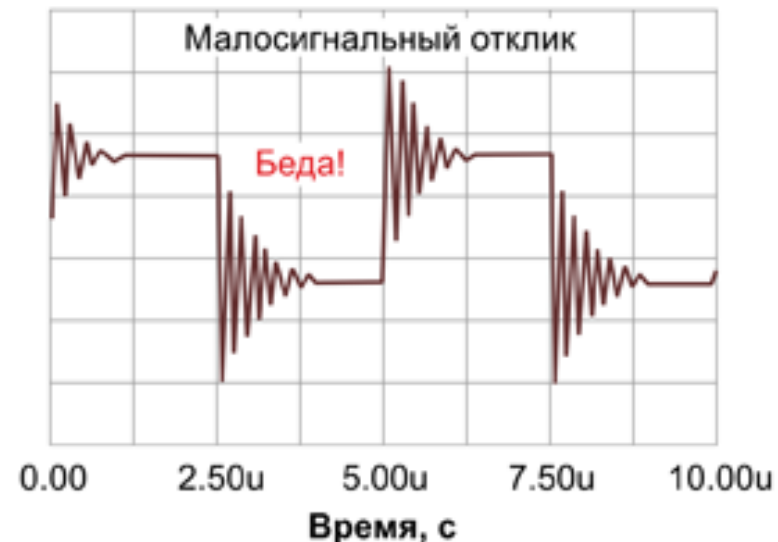
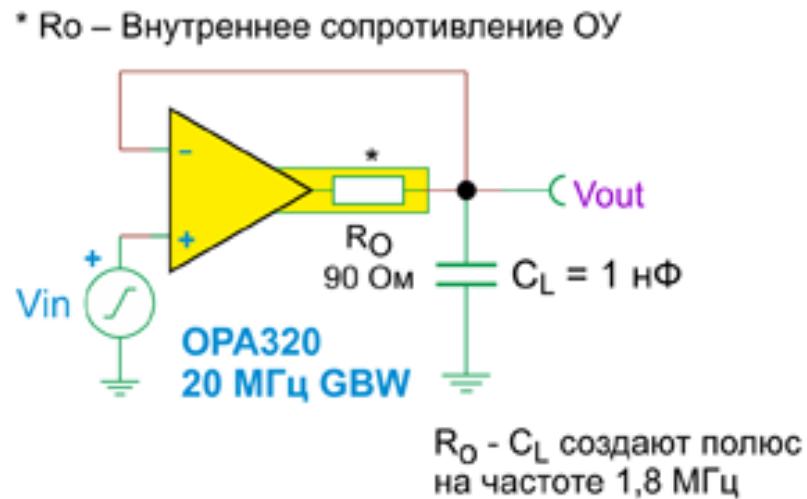
Можно сравнить цепь обратной связи в ОУ с компенсированным щупом в осциллографе на рисунке. Там используется та же концепция. Переменный конденсатор в щупе позволяет выполнять выравнивание постоянных времени. Можно заметить, что отклик этого щупа никогда не выглядит неустойчивым, даже если он настроен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



Цепь обратной связи очень похожа на компенсированный щуп в осциллографе

# Приручаем нестабильный ОУ

Проблема с устойчивостью при емкостной нагрузке довольно не 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 автоматически получается 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.

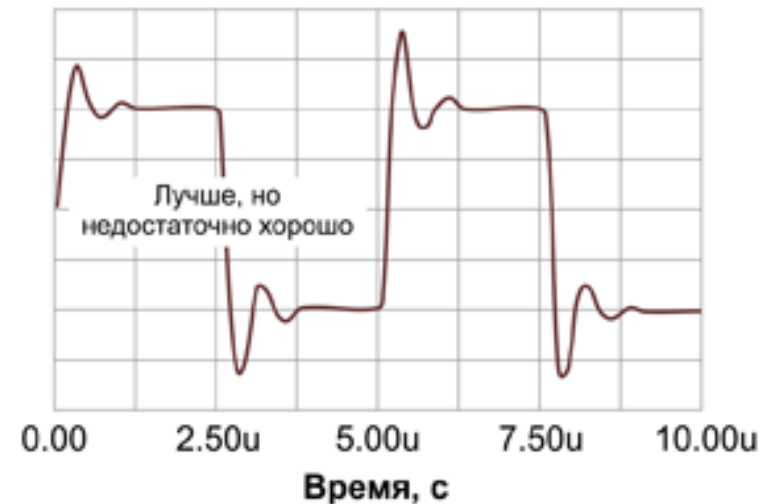
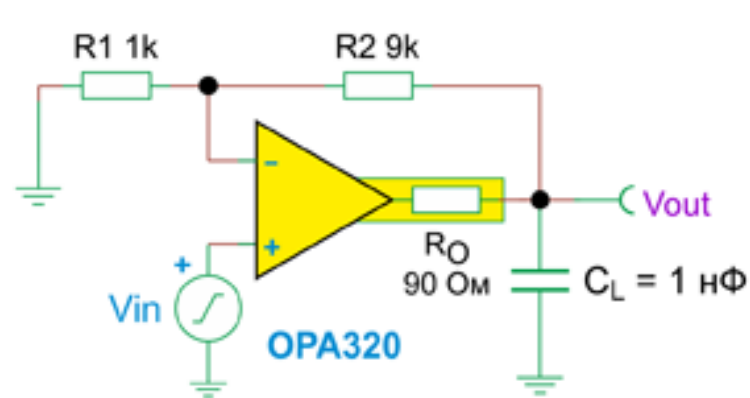


Полюс 1,8 МГц в контуре обратной связи 20-МГц операционного усилителя с  $G = 1$  (слева) вызывает нежелательные осцилляции

# Приручаем нестабильный ОУ

Существующие решения этой проблемы основаны на одном и том же принципе – они замедляют работу усилителя. Например, контур имеет фиксированную задержку, определяемую  $R_0$  и  $C_L$ . Чтобы работать с такой задержкой, усилитель должен реагировать медленнее, чтобы не «проскакивать» требуемое значение выходного напряжения.

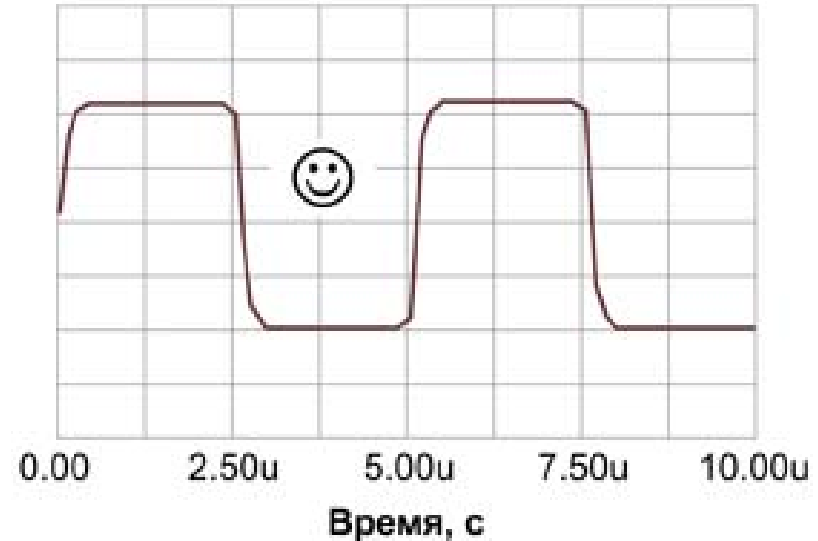
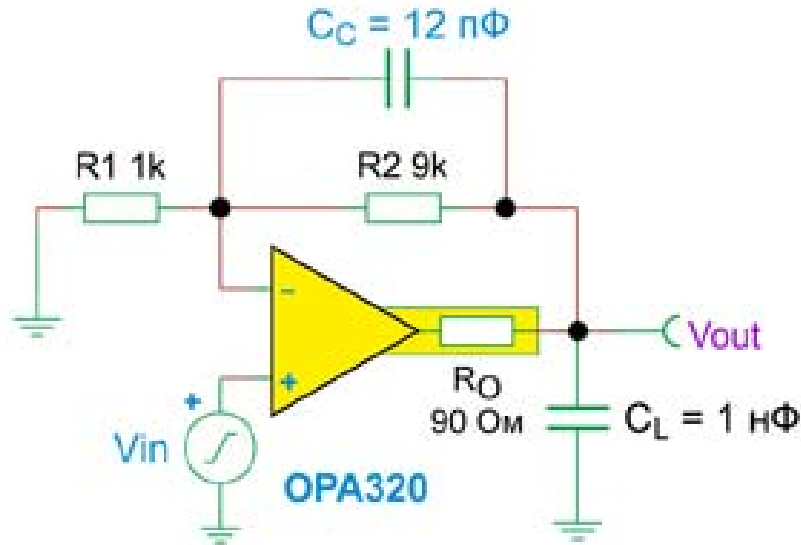
Хорошим способом замедления работы ОУ является увеличение коэффициента усиления. Более высокий коэффициент усиления уменьшает полосу пропускания усилителя с замкнутым контуром. На рисунке показано, как ОРА320 работает с той же емкостной нагрузкой 1 нФ, но с коэффициентом усиления 10. Реакция на ступенчатое изменение значительно улучшилась, но по-прежнему остается посредственной. Если увеличить коэффициент усиления до 25 и более – можно получить еще более достойный результат.



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

# Приручаем нестабильный ОУ

Есть еще один хитрый трюк. На рисунке 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 предыдущий рисунок. При слишком большой емкости  $C_c$  можно столкнуться с неприятностями, показанными на рисунке ранее.



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 рассчитать только с помощью анализа Боде.

# Входная емкость

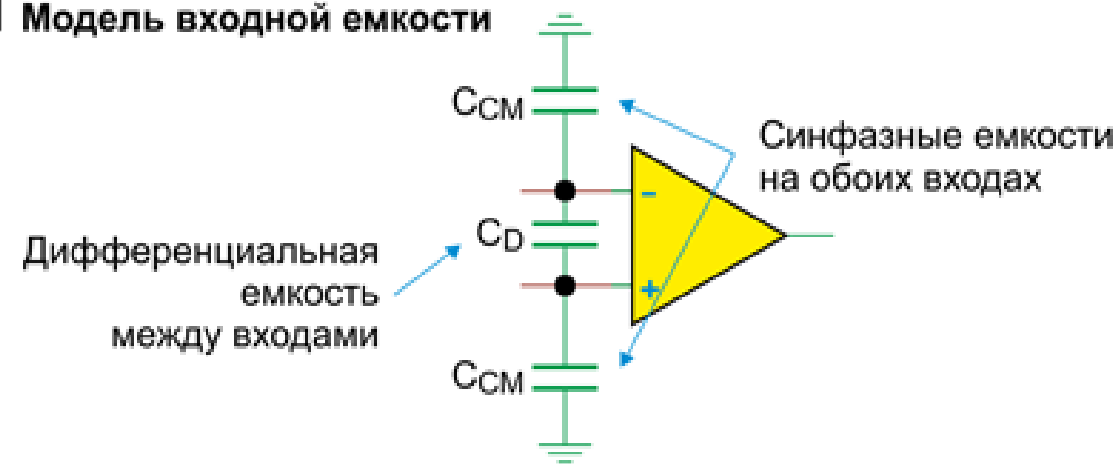
Характеристики входных емкостей операционных усилителей часто путают или вовсе игнорируют. Входная емкость на инвертирующем входе может влиять на устойчивость схемы с ОУ, вызывая фазовый сдвиг – задержку сигнала обратной связи, возвращаемого на инвертирующий вход. Цепь обратной связи совместно со входной 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 или обе?

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

Входной импеданс	Мин.	Тип.	Макс.	Единицы измерения
Дифференциальный	–	100//6	–	МОм//пФ
Синфазный	–	6000//2	–	МОм//пФ

Полная входная емкость моделируется как синфазная емкость каждого входа и дифференциальная емкость между входами. 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).

Модель входной емкости



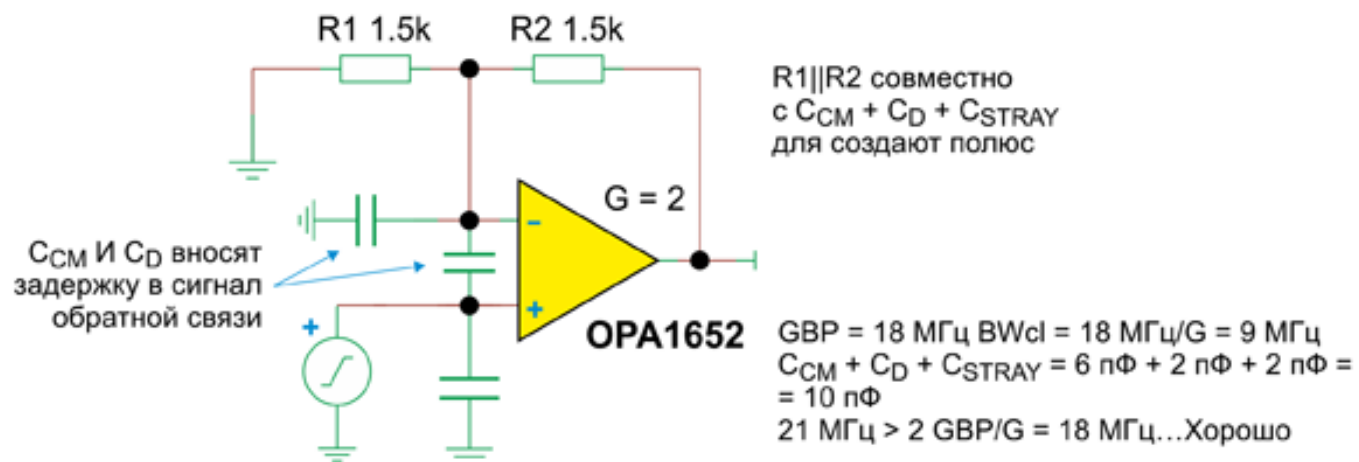


# Входная емкость

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 контур совместно с сопротивлением параллельно включенных резисторов обратной связи ( $R1//R2$ ).

Стандартная рекомендация для обеспечения устойчивости усилителя: частота контура должна быть как минимум в два раза больше, чем ширина полосы пропускания усилителя с замкнутым контуром ОС.

Контур, 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 нужно уменьшить импеданс цепи обратной связи или включить конденсатор параллельно резистору обратной связи R2.



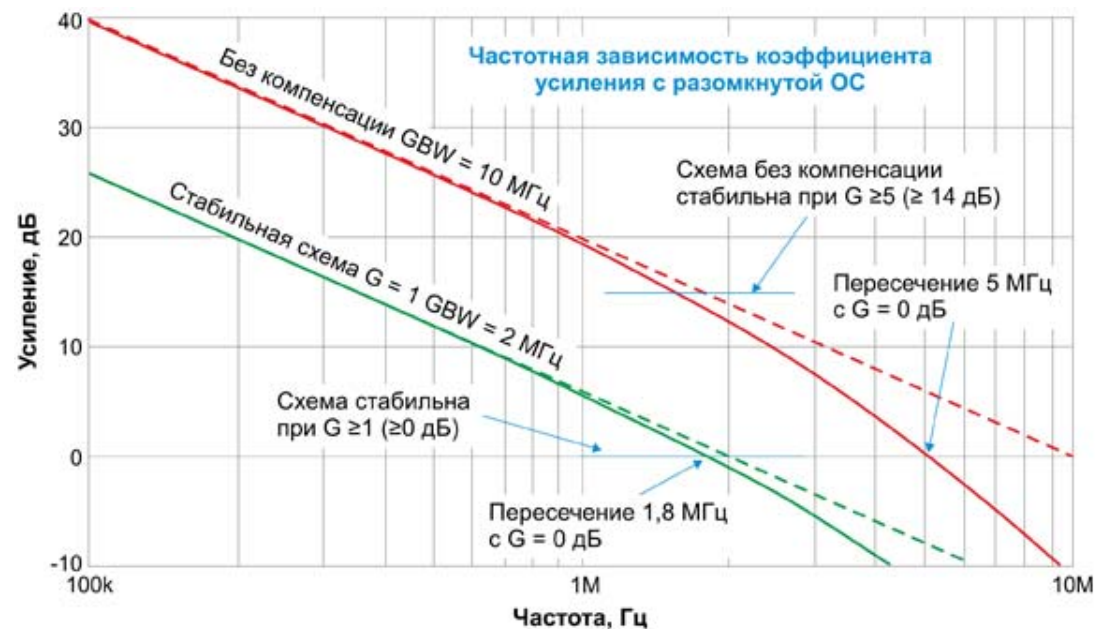
Расчет полюса, образованного входной емкостью и сопротивлением цепи обратной связи

# ОУ 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. Это общепринятая тестовая схема.

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.

Декомпенсированная версия имеет в пять раз более широкую полосу пропускания GBW: 10 МГц против 2 МГц. Скорость изменения АЧХ для обоих ОУ примерно одинакова. Частота единичного усиления для компенсированного ОУ немного меньше, чем его GBW. 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 контур на частоте 3 МГц сильно влияет на значение коэффициента усиления/фазы в этой области. Запас по фазе здесь будет недостаточным.

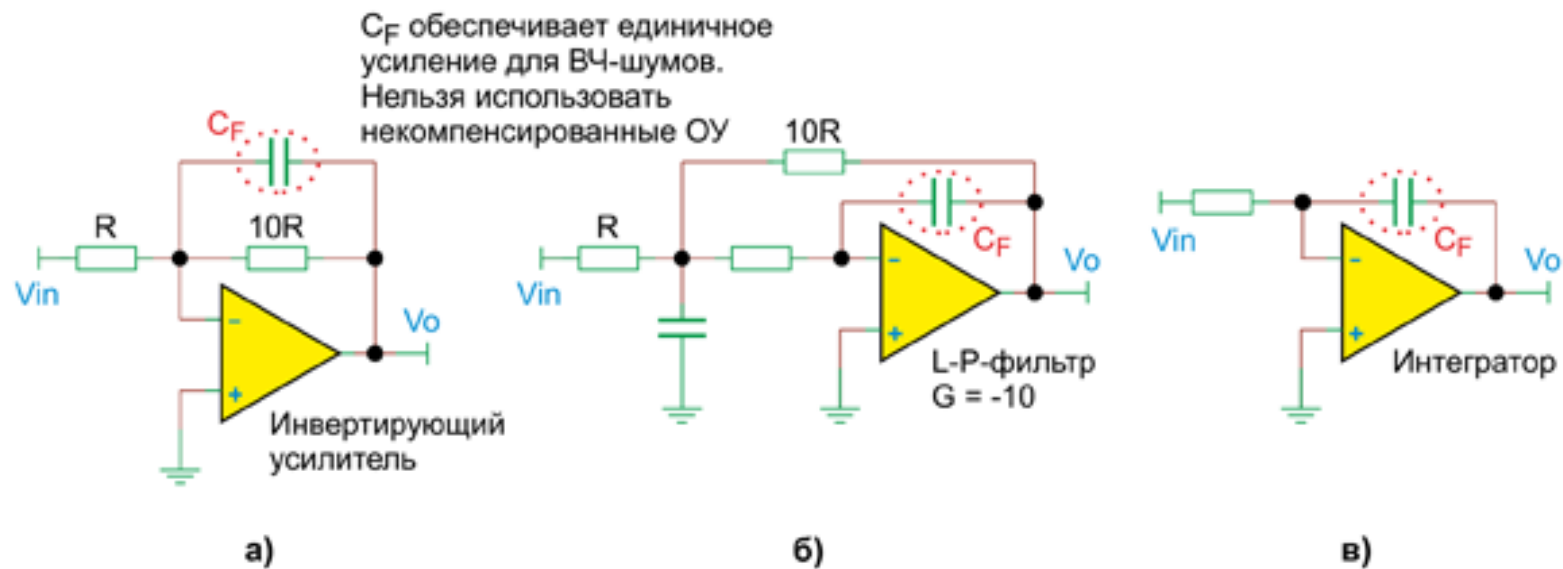


# ОУ с внутренней компенсацией и декомпенсированные

Может показаться, что работа декомпенсированных операционных усилителей довольно загадочна. На рисунке а показана распространенная ошибка. Хотя этот усилитель имеет коэффициент усиления 10, конденсатор обратной связи открывает путь для высокочастотных составляющих. Этот конденсатор является виртуальным коротким замыканием на высоких частотах, где возникают проблемы устойчивости. Можно использовать конденсатор обратной связи небольшой емкости, чтобы компенсировать цепь обратной связи для получения плоской АЧХ, но большая емкость обязательно создаст проблемы.

Использование декомпенсированного ОУ при создании активного фильтра с множественной обратной связью обязательно вызовет проблемы вне зависимости от частоты среза фильтра, рисунок б.

Интегратор представляет собой еще одно приложение, не подходящее для использования декомпенсированных операционных усилителей, рисунок в.

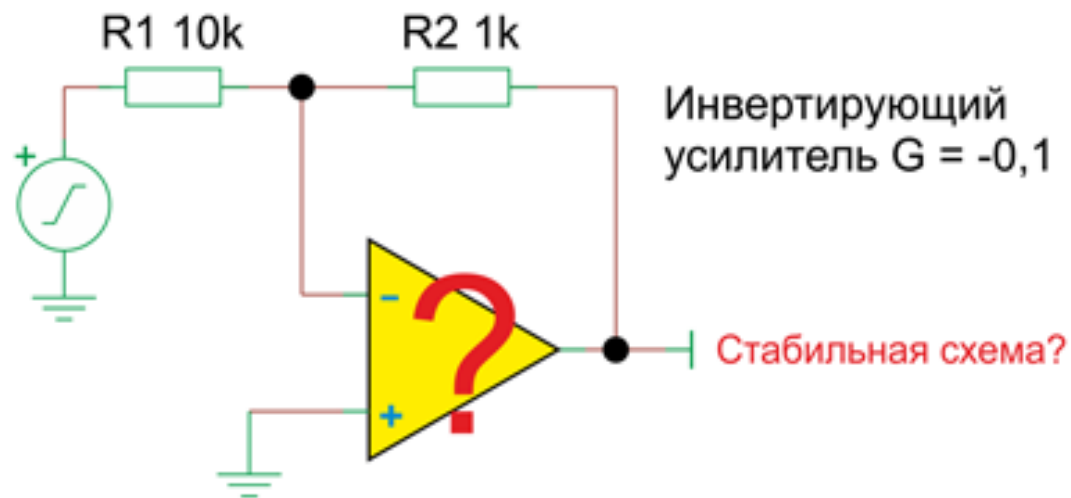


Варианты ошибочных схем с декомпенсированным ОУ

# Инвертирующий усилитель с $G = -0,1$

Компенсированные усилители являются устойчивыми в схемах с коэффициентом усиления, равным единице и больше.

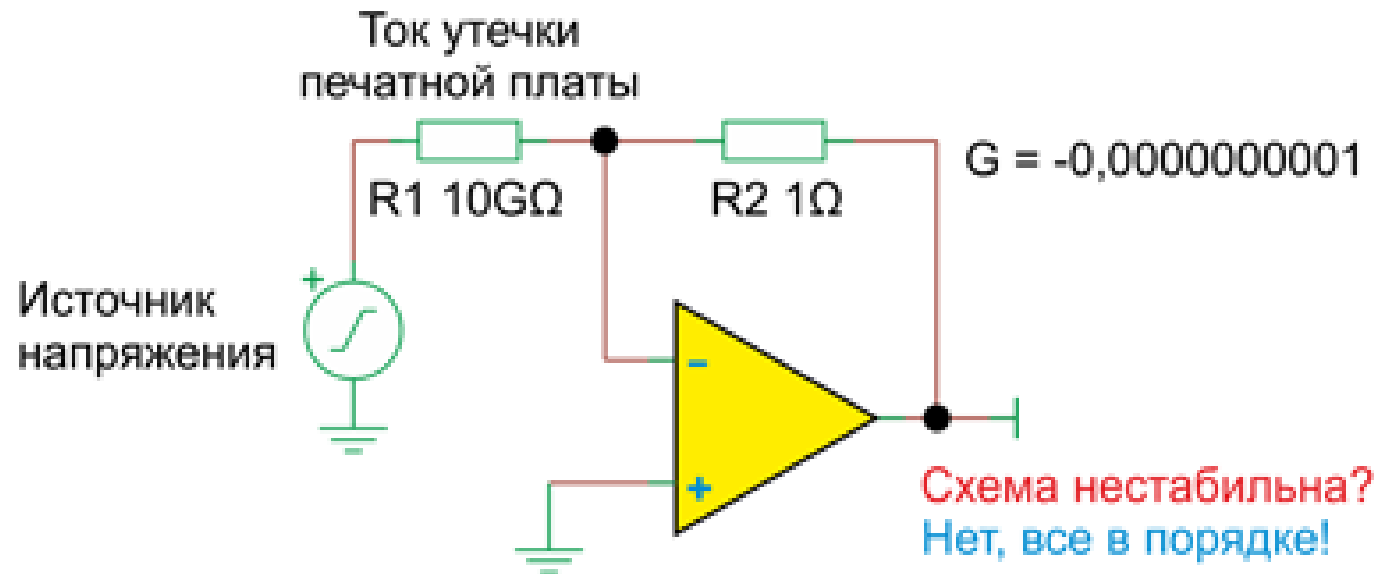
А что тогда делать со схемами, с коэффициентом усиления меньше единицы? Если говорить коротко, данный инвертирующий аттенюатор стабилен! Есть несколько способов прояснить ситуацию, и объяснение «на пальцах» может внести дополнительную ясность в общую картину проблем с устойчивостью.



# Инвертирующий усилитель с $G = -0,1$

Рассмотрим пример. Если при  $G = -0,1$  схема была бы неустойчивой, то при более низком коэффициенте усиления все было бы еще хуже. Рассмотрим схему с единичным усилением и с резистором 1 Ом в цепи обратной связи, показанную на рисунке. Теперь предположим наличие тока утечки по поверхности печатной платы, для чего добавим входной резистор  $R1 = 10$  ГОм. Этот паразитный входной сигнал инвертируется и усиливается с очень малым коэффициентом усиления. Это по-прежнему всего лишь буфер с единичным усилением, с заземленным входом. Итак, схема устойчива. 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, по существу, также имеет значение  $\beta$ , близкое к единице, так как почти весь выходной сигнал подается обратно на инвертирующий вход.

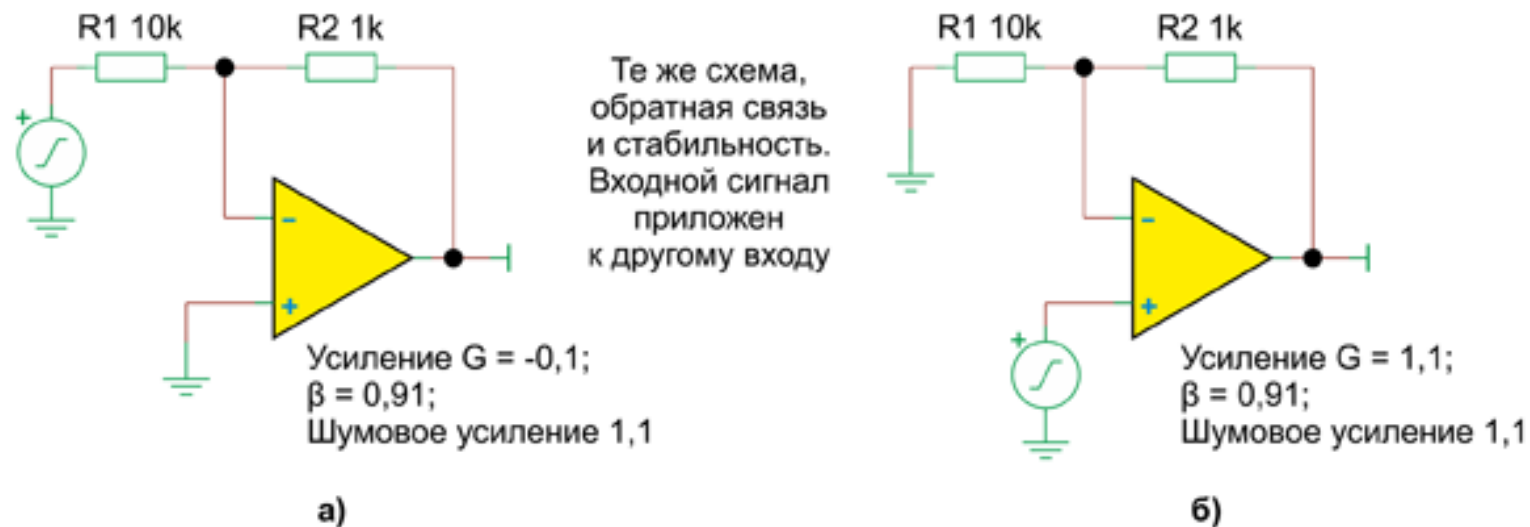


# Инвертирующий усилитель с $G = -0,1$

На рисунке а показан инвертирующий усилитель, а на рисунке б – 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.

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 а, 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.

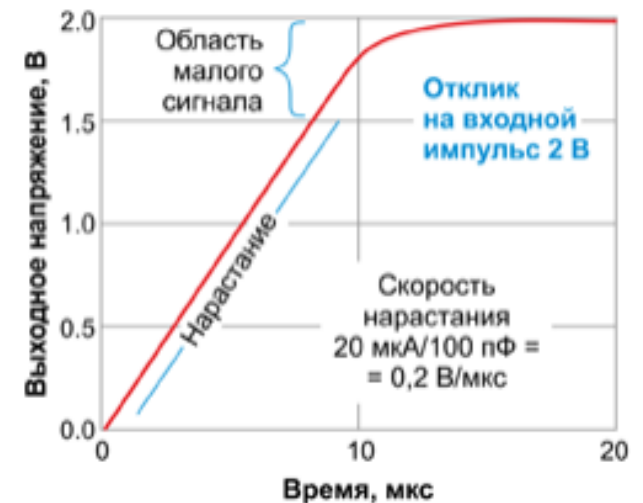
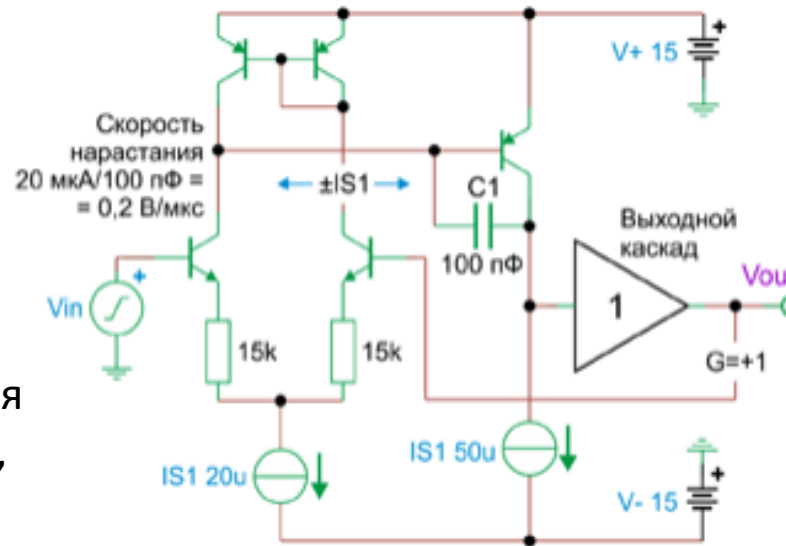




# Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ

Между входами ОУ обычно присутствует очень небольшое напряжение, в идеале – ноль. 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. При дальнейшем увеличении амплитуды скорость нарастания на выходе не изменится. На рисунке 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  $I_{S1}$  равномерно распределяется между двумя входными транзисторами. Если напряжение входного прямоугольного сигнала превышает 350 мВ, то весь ток  $I_{S1}$  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  $I_{S1}$  заряжает  $C1$ . Она равна  $I_{S1}/C1$ .

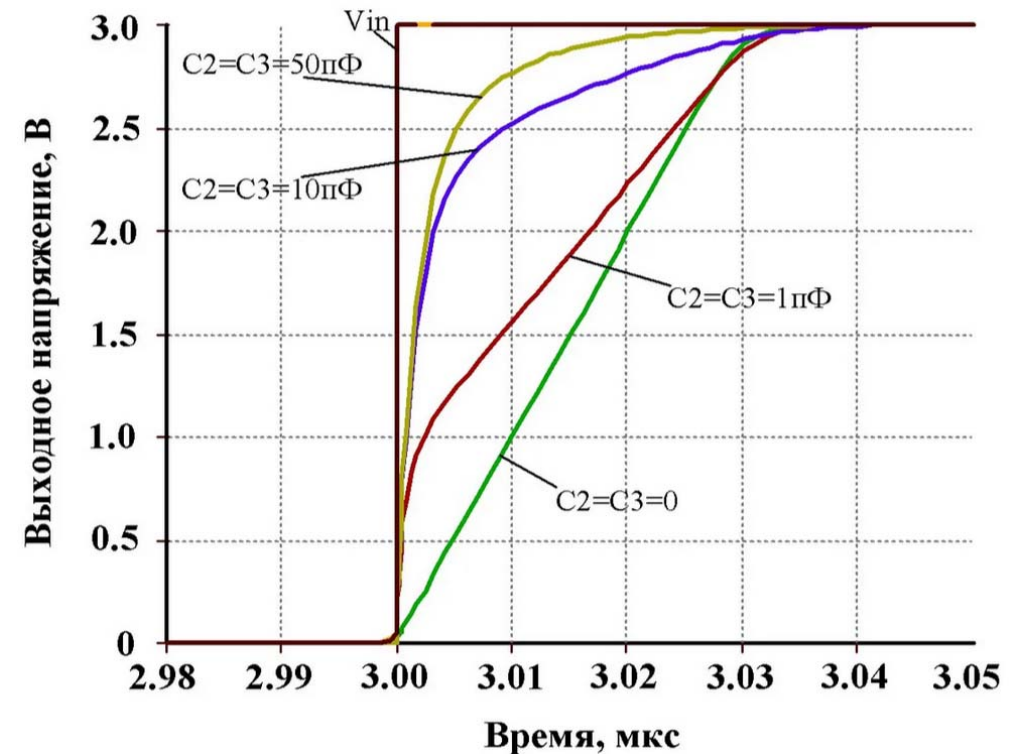




# Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ

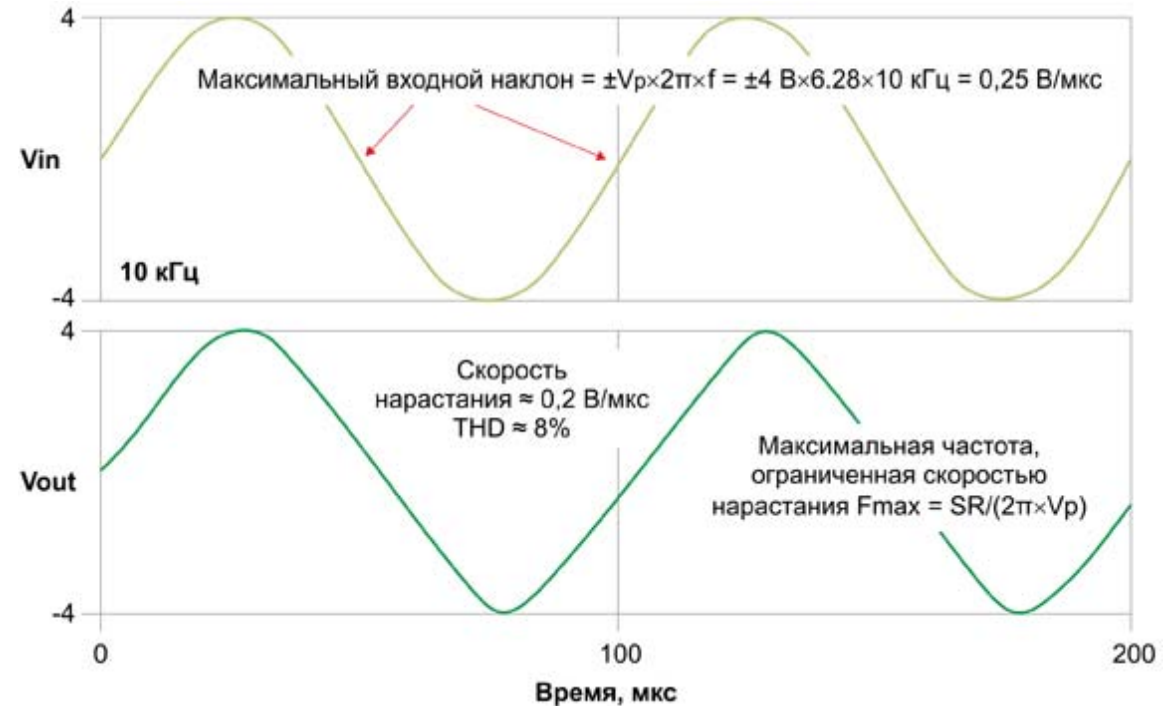
Так же существуют и другие варианты. ОУ с улучшенными динамическими характеристиками имеют в своем составе специальную схему, которая обнаруживает подобные перегрузки и включает дополнительные источники тока для ускоренной зарядки  $C_1$ . Однако в этом случае скорость нарастания по-прежнему остается 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 напряжение 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.



# Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ

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 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. 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 предыдущем рисунке. Это связано с тем, что усилитель возвращается в область малых сигналов.

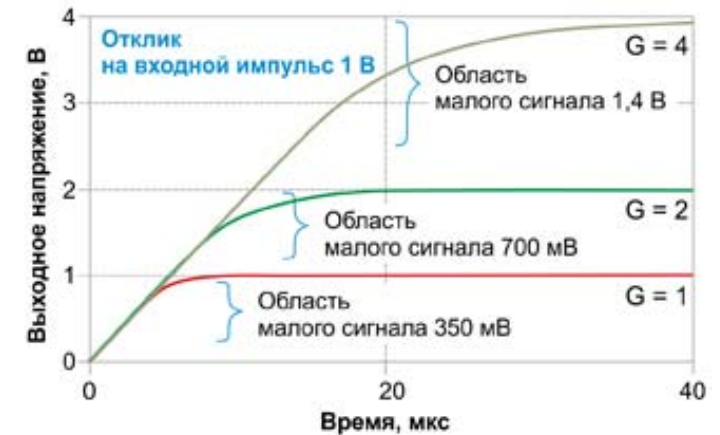
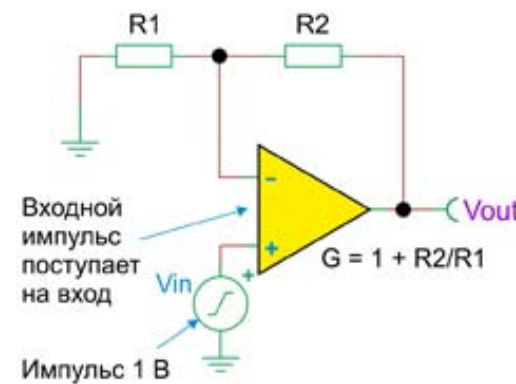


Синусоидальная волна, воспроизведенная без искажений (вверху) и с искажениями при достижении ограничения скорости нарастания (внизу)

# Ограничение скорости нарастания выходного сигнала ОУ

В неинвертирующей схеме требуется как минимум 350 мВ, чтобы достичь ограничения по скорости нарастания, независимо от коэффициента усиления. На рисунке 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.



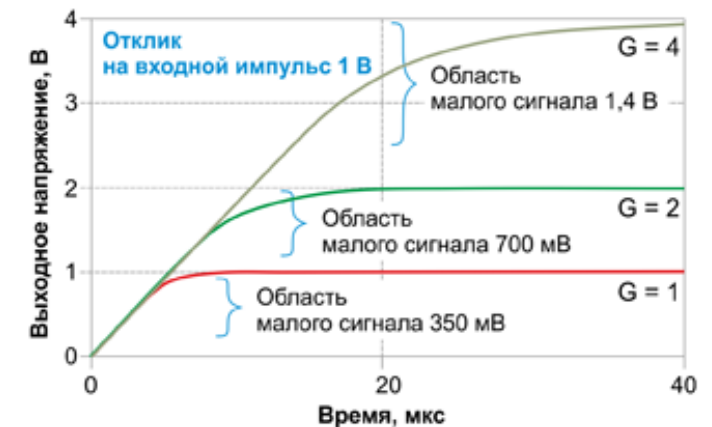
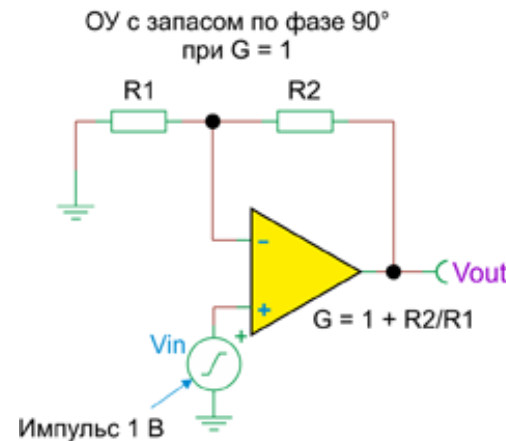
Скорость нарастания напряжения традиционно измеряется в вольтах в микросекунду, возможно, потому что ранние операционные усилители общего назначения имели скорость нарастания в диапазоне 1 В/мкс. Хотя для современных высокоскоростных усилителей значения скоростей находятся в диапазоне 1000 В/мкс, увидеть запись 1кВ/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.

# Время установления

**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.

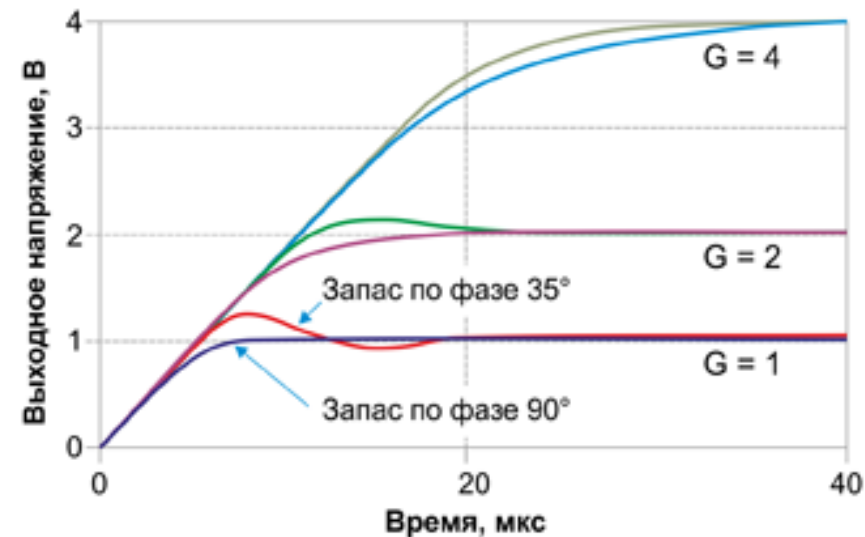
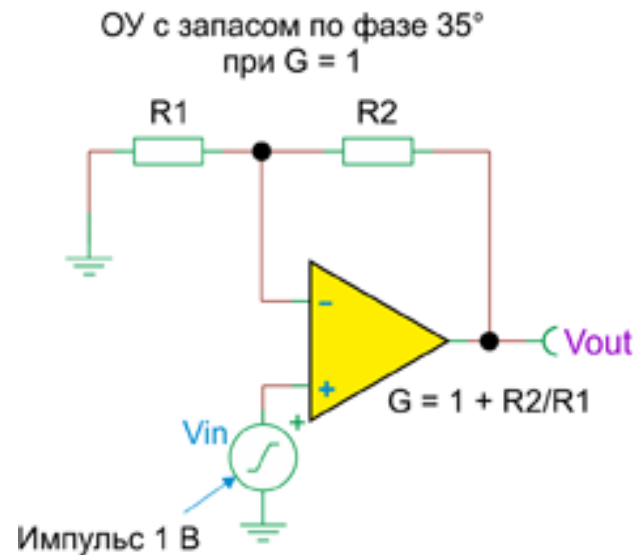
Мы рассмотрели, как ОУ переходит из состояния ограничения скорости нарастания в область малых сигналов. При этом можно заметить, что чем больше коэффициент усиления, тем более плавно выходной сигнал приближается к конечному значению.

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  $G = 1$ . В этом примере перерегулирования нет даже при единичном усилении. Этот практически идеальный отклик служит эталоном для сравнения, но вряд ли найдется ОУ с таким большим запасом по фазе при  $G = 1$ .



# Время установления

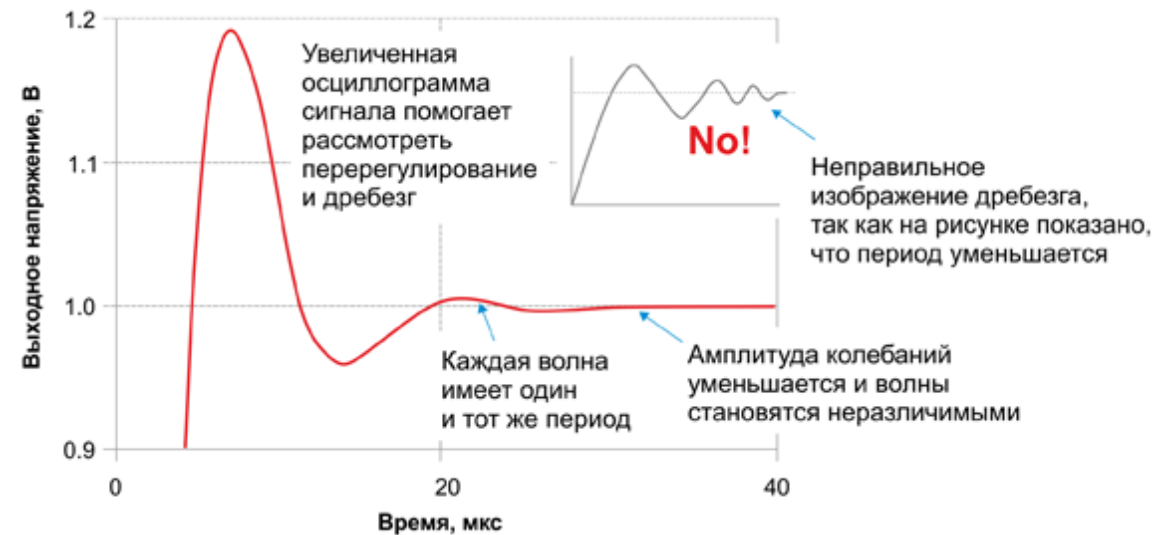
Диаграмма отклика, представленная на рисунке, выглядит более реалистичной (и чуть более пессимистичной). Эти сигналы сформированы одним и тем же ОУ, но с запасом по фазе  $35^\circ$  при  $G = 1$  (предыдущие идеальные результаты также показаны для сравнения). Уровень перерегулирования сигнала составляет 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. Необходимо проверять перерегулирование и стабильность при небольших входных воздействиях.



# Время установления

На рисунке показано увеличенное изображение небольшой части отклика при  $G = 1$ . Для достижения конечного фиксированного значения требуются два полных цикла колебаний. Колебания продолжают 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.

Когда рисуют такую диаграмму, то часто изображают заключительную часть колебаний так, как будто их частота возрастает. Однако на самом деле период колебаний является постоянным. Чрезмерные колебания могут негативно повлиять на работу схемы. Истинное время установления точного выходного напряжения (16 бит или более) часто включает в себя другие факторы. Наличие фазовой компенсации и увеличение температура могут увеличить значение времени установления. Усилитель также может стать жертвой помех от внутренних переключений, поступающих от входа АЦП. Очередь важно учесть ограничение скорости нарастания в сочетании с откликом системы второго порядка.



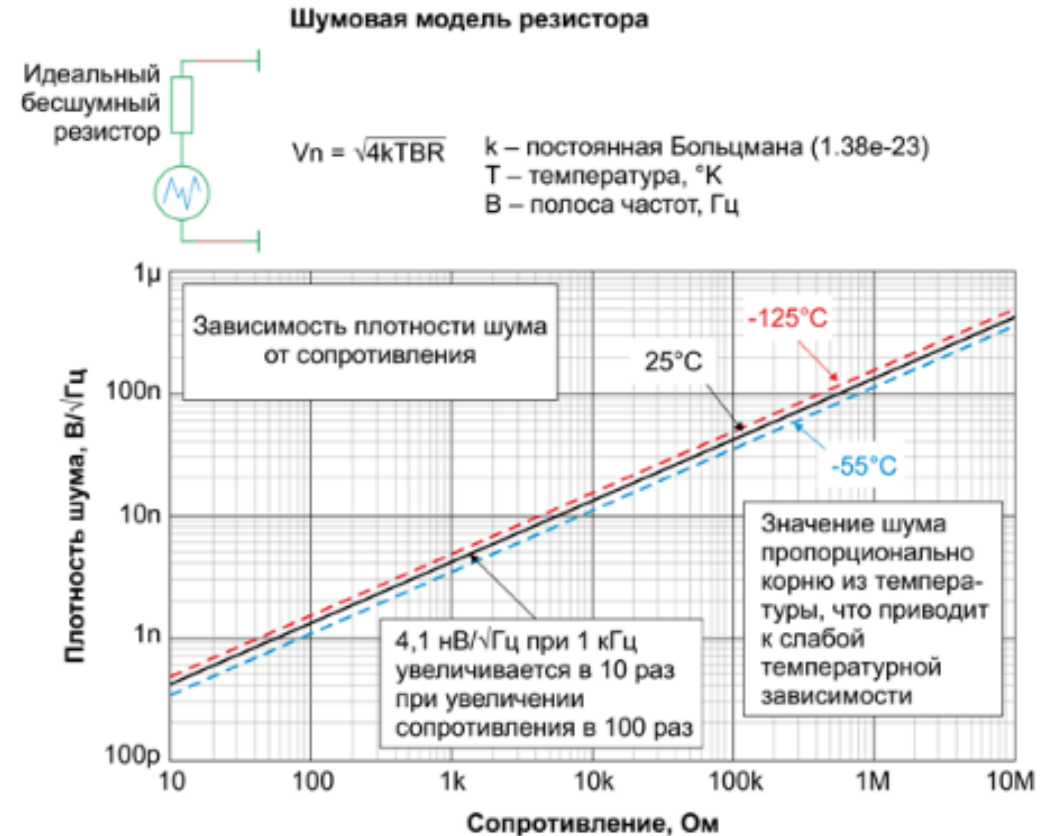
Увеличенное изображение сигнала (для  $G = 1$ ) показывает, что период колебаний является постоянным



# 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 на рисунке. Величина шумового напряжения для заданного частотного диапазона оказывается пропорциональной корню из произведения ширины диапазона, сопротивления и температуры (по Кельвину).



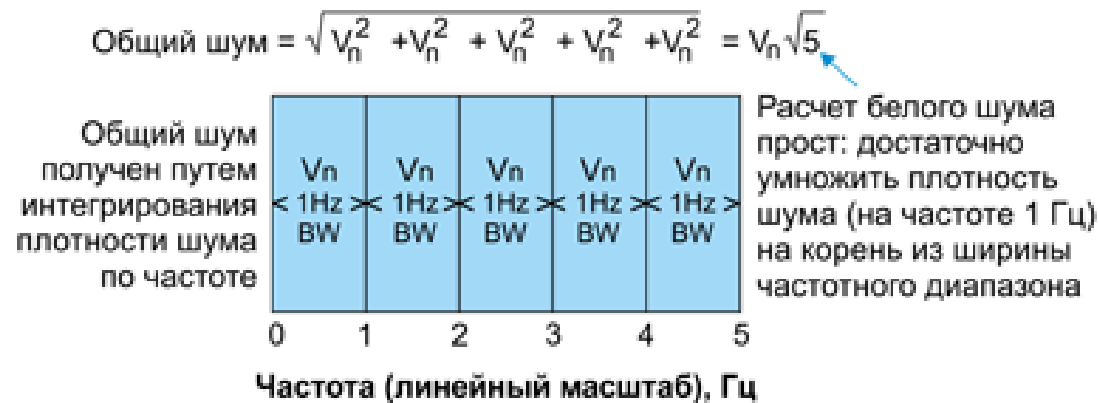
Производители указывают значение шума для полосы шириной 1 Гц как его спектральную плотность (Spectral density). Теоретически шум резистора – «белый», это означает, что он равномерно распределен по частоте, то есть имеет одинаковое шумовое напряжение в каждой точке спектра.



# Шум резисторов: обзор основных понятий

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 как на рисунке. Без задания частоты среза не возможно узнать, какой объем шума будет интегрироваться.

Можно представить себе спектральные графики с логарифмическим масштабом по частотной оси – диаграммы Боде. На графике 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.



Суммирование шума отдельных полос спектра белого шума шириной 1 Гц

# Шум резисторов: обзор основных понятий

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 как на рисунке. 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.

Считается, что гауссовский шум не имеет определенного значения от пика до пика, 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 можно использовать восемь значений RMS.



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

# Шум резисторов: обзор основных понятий

## Интересная информация:

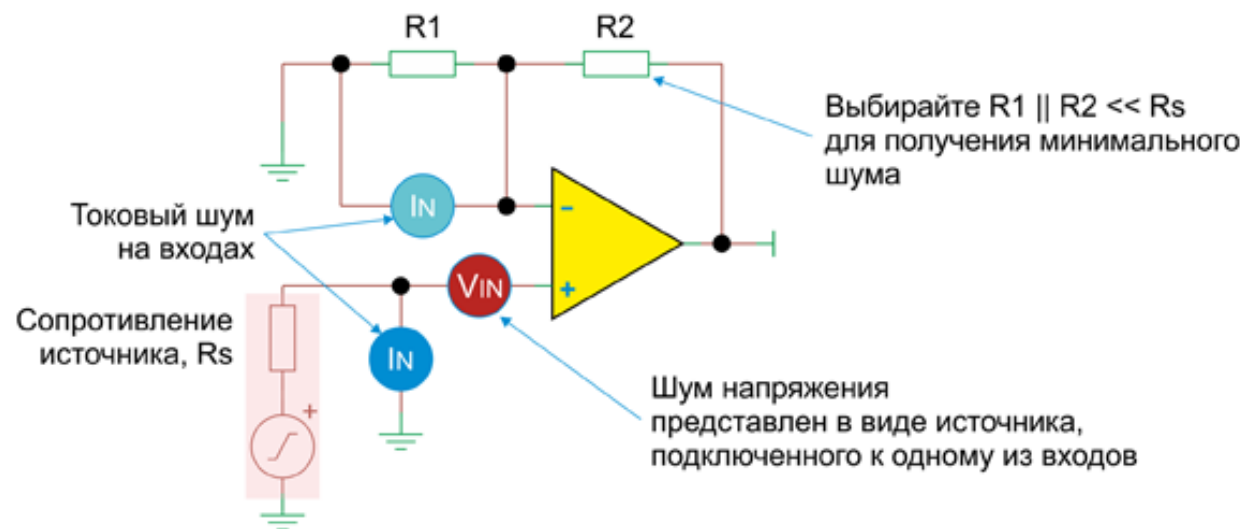
- Шумы двух резисторов, включенных последовательно, суммируются случайным образом, но в результате получается такой же шум, как и у суммарного сопротивления.
- Аналогично, шум резисторов, включенных параллельно, равен шуму параллельного сопротивления. Если бы это было не так, то у нас были бы проблемы: нам бы пришлось делить резистор на бесконечно малые сопротивления и каким-то образом учитывать влияние каждой отдельной составляющей.
- *Высокоомный резистор* не будет искривляться от неограниченного самогенерируемого шума, так как паразитная параллельная емкость ограничивает полосу пропускания и общее напряжение. Аналогично этому, шум, который можно себе представить на изоляторах, шунтируется параллельной емкостью и сопротивлением проводников вокруг них.

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

# Шумы ОУ: неинвертирующая схема

Рассмотрим некоторые базовые основы шумов усилителя с учетом особенностей, выявленных в предыдущей части. Неинвертирующая схема усилителя является наиболее распространенной для мал шумящих приложений, поэтому я сосредоточусь именно на ней. Модель источника входного сигнала на рисунке 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 следующем рисунке). Цель мал шумящего усилителя состоит в том, чтобы добавлять как можно меньше дополнительного шума к уже имеющемуся шуму источника сигнала. 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 на рисунке.

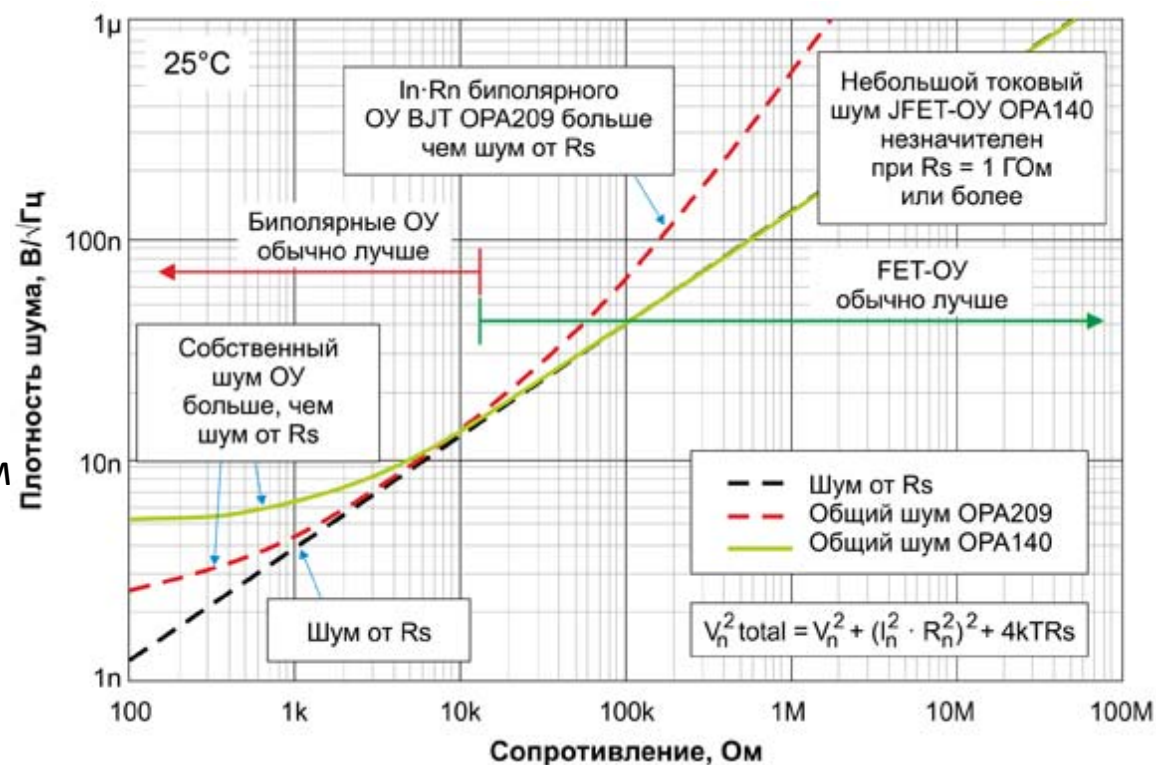
Шумовое напряжение рассматривают как изменяющийся во времени компонент напряжения смещения. Аналогичным образом шумовой ток представляет собой переменную составляющую входного тока смещения. Для этой схемы можно игнорировать шумовой ток на инвертирующем входе – его влияние, как правило, можно минимизировать.



Шумовая модель усилителя

# Шумы ОУ: неинвертирующая схема

На рисунке показан общий приведенный ко входу шум для двух операционных усилителей: шум биполярного ОУ ОРА209 и шум ОУ ОРА140 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. Аналогичные графики можно увидеть в документации на некоторые ОУ. 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.



Шумовая характеристика операционных усилителей ОРА209 и ОРА140

# Шумы ОУ: неинвертирующая схема

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 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 не достигнет 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 можно 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 шум компонентов обратной связи полагали равным нулю.



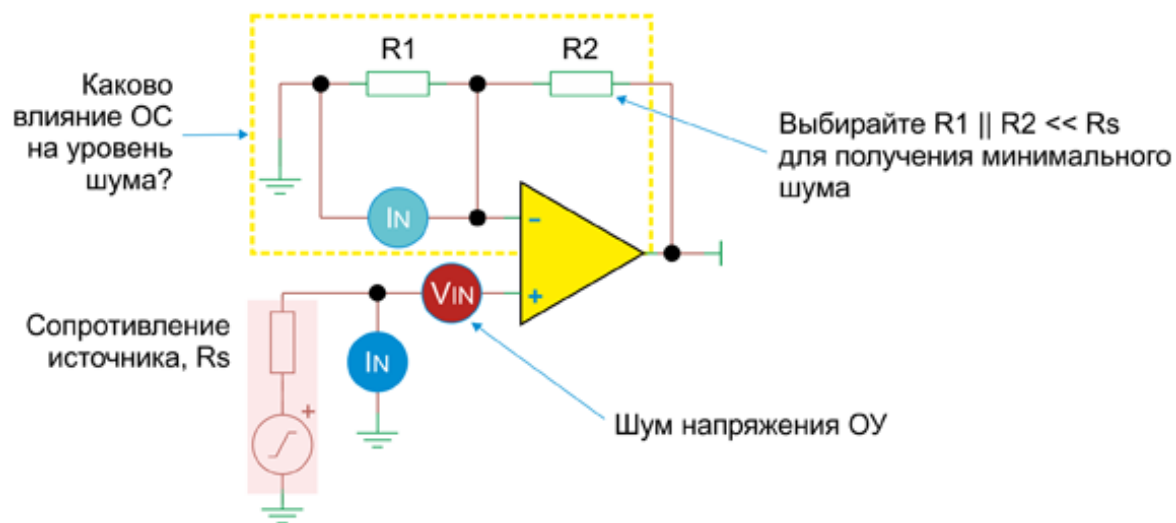
# Шумы ОУ: резисторы обратной связи

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

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.

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  $R1 || R2$ . Вклад приведенного шумового тока на инвертирующем входе составляет  $I_N * (R1 || R2)$ . Таким образом, все определяется параллельным включением резисторов обратной связи.





# Шумы ОУ: резисторы 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):

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

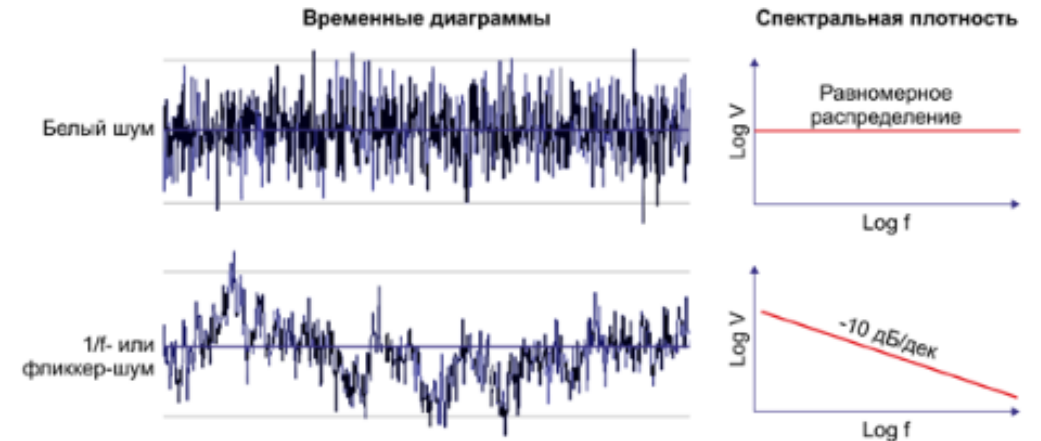
где  $V_{NR1 \parallel R2}$  – тепловой шум параллельно включенных резисторов  $R1 \parallel R2$ .

В результате, если сделать  $R1 \parallel R2 < R_S$ , то шум от инвертирующего входа станет меньше. Если  $R1 \parallel R2 = R_S$ , то цепь обратной связи вносит такое же значение в полный шум схемы, как и сопротивление источника  $R_S$ , что может быть слишком много. 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 вариант, 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.  $G = 1$  – лучший вариант, так как  $R1$  имеет большой номинал, а  $R2$  – маленький. Но такая схема встречается редко, т.к. на первом усилительном каскаде малошумящего усилителя обычно используют высокое значение коэффициента усиления. Выбор большого номинала  $R2$  не приводит к увеличению уровня шума. Если нужно получить более высокий коэффициент усиления, увеличивая  $R2$  и уменьшая  $R1$ , при этом поддерживая малое параллельное сопротивление, то шумовая характеристика остается постоянной.

# 1/f-шум: фликкер-шум

Низкочастотный **1/f-шум** – довольно загадочное явление, его также называют **фликкер-шумом (flicker-noise)**. На осциллографе он имеет вид медленно меняющегося сигнала, на который накладывается более высокочастотный шум. Еще одно название этого шума – **розовый шум** – также предполагает наличие значительных низкочастотных составляющих. Фликкер-шум присутствует во всех физических системах и во всех естественных науках. Например, климатические модели имеют 1/f компонент.

Спектр фликкер-шума имеет номинальный наклон -10 дБ на декаду, что вдвое меньше, чем у RC-цепи. 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.



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. При этом если выполнить повторное измерение, результат, вероятно, будет выглядеть иначе. Шум сам по себе шумный, а 1/f-шум кажется более шумным, чем большинство других шумов.

# 1/f-шум: фликкер-шум

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  $f_a$ .

Выводы из формулы:

- 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.
- Сложно, но возможно 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 фильтрации.

# 1/f-шум: фликкер-шум

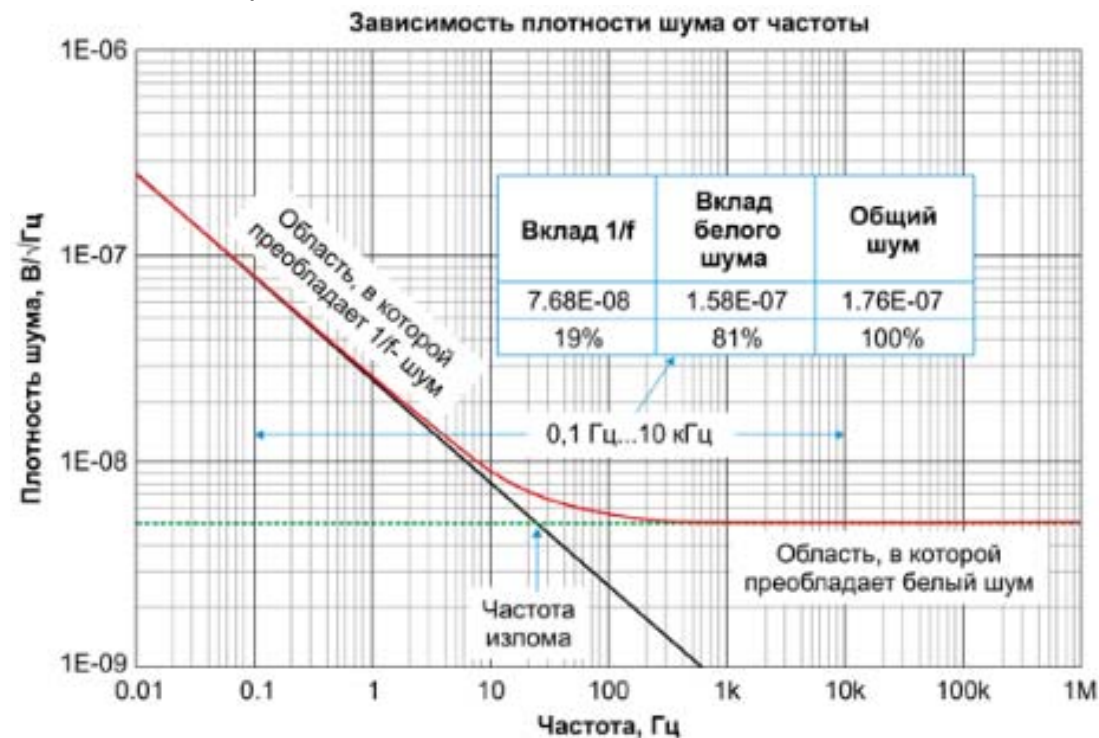
- Шум усилителя представляет собой комбинацию 1/f-шума и белого шума. Хотя белый шум присутствует на низких частотах, но основной вклад здесь вносит фликкер-шум. Шум 1/f распространяется и на область высоких частот, но здесь уже доминирует белый шум. Эти две составляющие смешиваются на частоте излома (Corner Frequency), достигая 3 дБ.

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.

Кроме того, 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.

ОУ на биполярных транзисторах имеют больше фликкер-шума, а ОУ на FET- (JFET-) и КМОП-транзисторов улучшили это значение. ОУ ОРА140 (JFET) и ОРА376 (КМОП) 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.

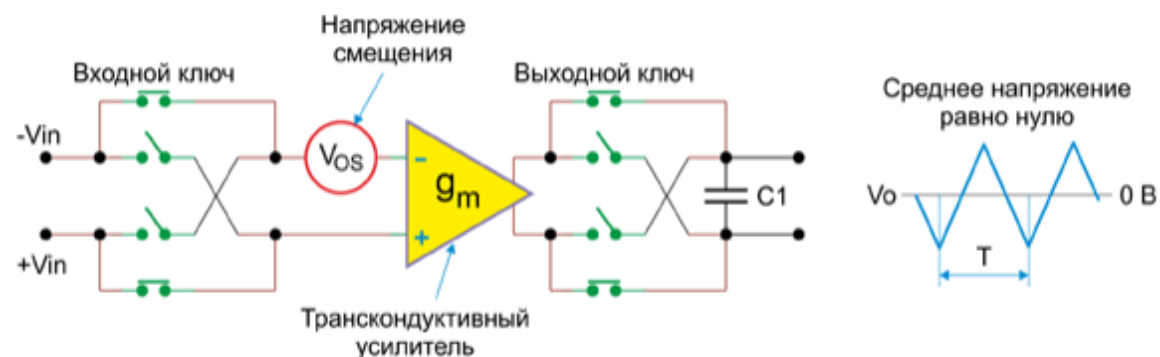


# ОУ, стабилизированные прерыванием

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

Источник напряжения смещения внутреннего усилителя располагается после входных коммутирующих переключателей, поэтому его 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, получается нулевое смещение.



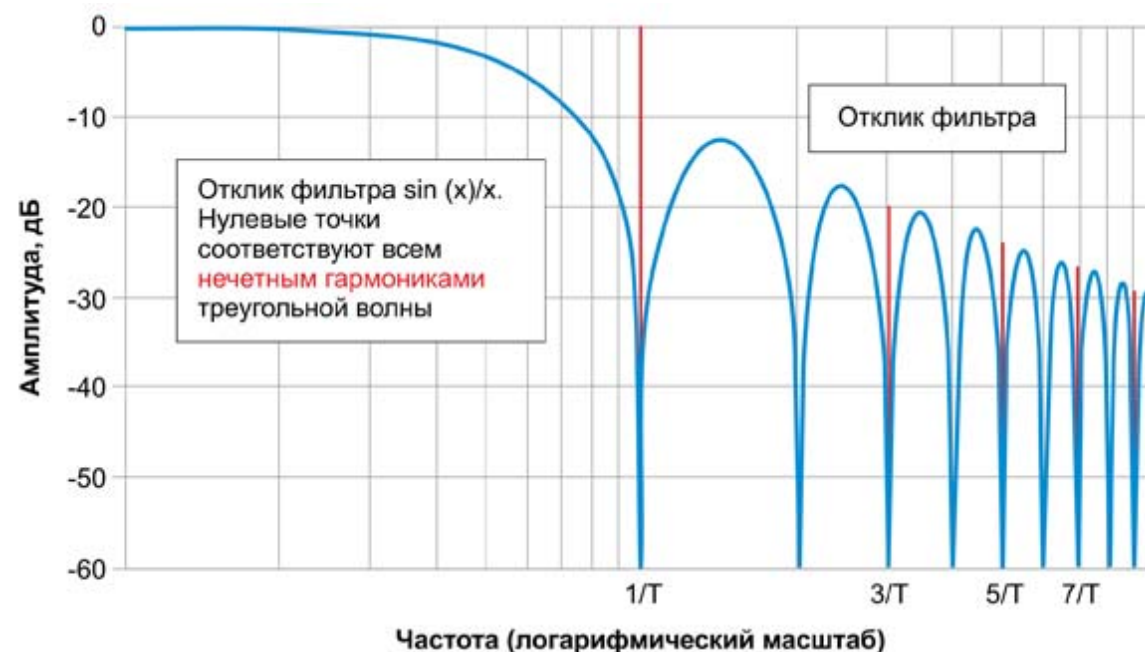


# ОУ, стабилизированные прерыванием

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 как на рисунке.



# ОУ, стабилизированные прерыванием

В последних моделях выходная матрица коммутации состоит из восьми переключателей и поочередно заряжает два конденсатора  $C1$ . 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.

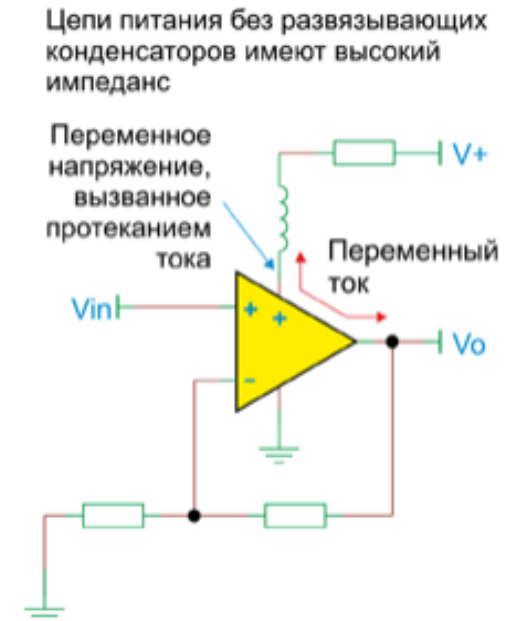
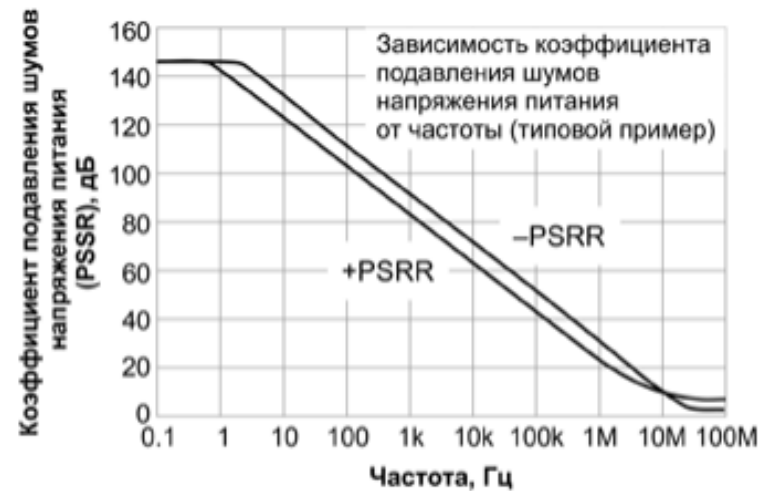
Однако по-прежнему существует некоторая остаточная ошибка смещения, возникающая из-за переключений заряда, несоответствия емкостей и паразитных составляющих. Коэффициент усиления рассмотренного входного каскада значительно уменьшает влияние смещений следующих каскадов ОУ. Обычно более широкая полоса 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. Чопперные ОУ нового поколения теперь могут быть полезны в гораздо более широком спектре применений. Они обеспечивают небольшое и стабильное напряжение смещения, не имеют фликкер-шума и по характеру поведения очень близки к стандартным операционным усилителям.



# Развязывающие конденсаторы

Всем известно, что операционные усилители должны иметь развязывающие конденсаторы по цепям питания, расположенные рядом с выводами микросхемы. Почему то некоторые усилители вдруг оказываются более склонным к самовозбуждению без надлежащей развязки. Коэффициент подавления шумов напряжения питания (Power supply rejection) характеризует способность операционного усилителя подавлять колебания и пульсации, возникающие на выводах питания. Например, на рисунке 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.

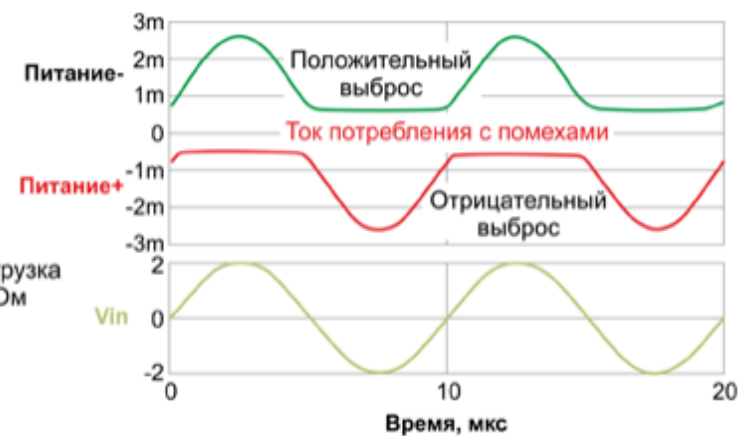
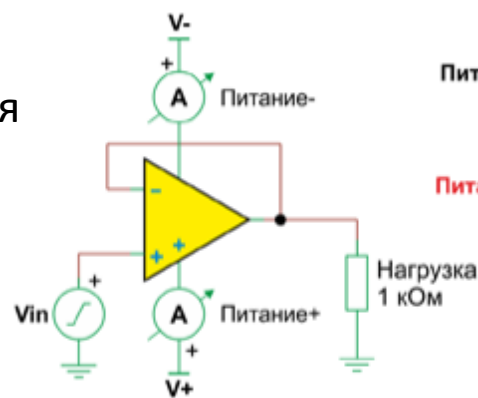
Источниками шума могут являться не только шумы, идущие от источника питания, но и сами ОУ могут создавать шум. Если нет развязывающего конденсатора, то переменный ток нагрузки может генерировать переменное напряжение на выводах и создает паразитный контур цепи обратной связи. Индуктивность вывода питания может дополнительно увеличить переменное напряжение. На высокой частоте, когда коэффициент подавления помех по питанию маленький, эта паразитная обратная связь может вызвать колебания.



# Развязывающие конденсаторы

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 образуется паразитная обратная связь, которая приводит к искажению формы выходного сигнала. Сигнальные токи, протекающие через выводы питания, зачастую сильно искажены, поскольку они представляют только половину тока синусоидальной волны. Цепи паразитной ОС вызовут дополнительное искажение выходного сигнала при различных значениях коэффициента подавления помех по положительному и отрицательному питаниям.

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.

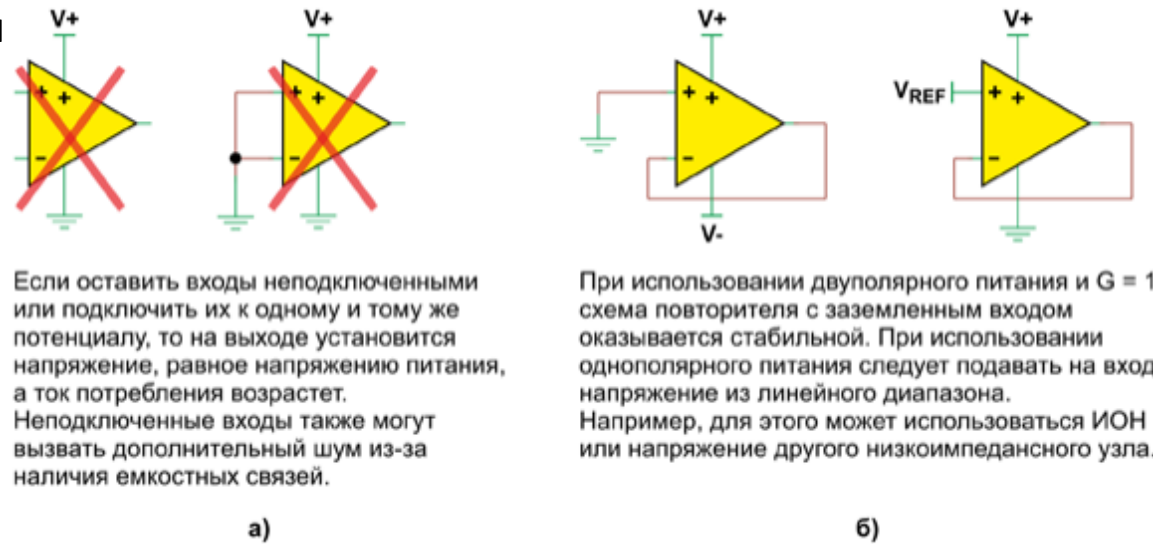


# Неиспользуемые ОУ

Неиспользуемым может оказаться один из усилителей в микросхеме, содержащей четыре или два интегральных ОУ. Неподключенный неиспользуемый элемент может быть источником шумов. Не стоит оставлять входы неподключенными. Лучшим вариантом будет подключение неиспользованных ОУ по схеме с обратной связью. Схема буфера с единичным усилением является очевидным выбором, поскольку она не требует дополнительных компонентов (рисунок б). Оставшийся вход следует подключить к напряжению в пределах допустимого входного диапазона. Следует избегать подключений, которые могут вызвать перегруз входа или выхода либо перевести усилитель в неопределенное состояние с высоким уровнем шумов (рисунок а).

Можно использовать свободные операционные усилители как потенциал для выполнения возможных модификаций. Можно найти применение для свободного ОУ в процессе доработки или при будущем развитии устройства. Можно сделать подключения к неиспользуемым операционным усилителям на верхних и нижних слоях печатных плат. Можно оставить посадочные места для компонентов обратной связи с проводниками, которые можно легко отрезать.

Большинство современных ОУ имеет независимую схему смещения для каждого канала, нечувствительную к перегрузкам в других каналах на том же кристалле.



Если оставить входы неподключенными или подключить их к одному и тому же потенциалу, то на выходе установится напряжение, равное напряжению питания, а ток потребления возрастет. Неподключенные входы также могут вызвать дополнительный шум из-за наличия емкостных связей.

При использовании двуполярного питания и  $G = 1$  схема повторителя с заземленным входом оказывается стабильной. При использовании однополярного питания следует подавать на вход напряжение из линейного диапазона. Например, для этого может использоваться ИОН или напряжение другого низкоимпедансного узла.

# Защита входов от перенапряжений

Неизвестно как пользователи будут подключать устройство на операционном усилителе, при этом устройство должно быть надежным и выдерживать самое жесткое обращение.

В перечне предельных рабочих параметров ОУ приводятся значения максимального напряжения питания, максимального входного напряжения и тока. В примечании указано, что если ограничить входной ток, то не нужно ограничивать входное напряжение. Внутренние ограничительные диоды выдерживают ток до  $\pm 10$  мА. Однако ограничение тока при высоковольтных перегрузках может потребовать использования большого последовательного входного сопротивления, которое приведет к увеличению шума, уменьшению полосы пропускания и, возможно, созданию других ошибок.

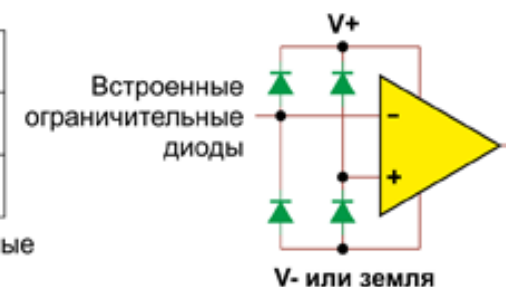
Ограничительные диоды начинают включаться, когда значение входного напряжения превышает значение напряжения питания примерно на 0,6 В. Многие устройства обычно выдерживают более высокое значение тока, но прямое падение напряжения при этом резко возрастает, увеличивая вероятность повреждения. Можно значительно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

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. При параллельном подключении внешних диодов большая часть тока будет течь именно через них.

Предельно-допустимые значения ОРА320

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

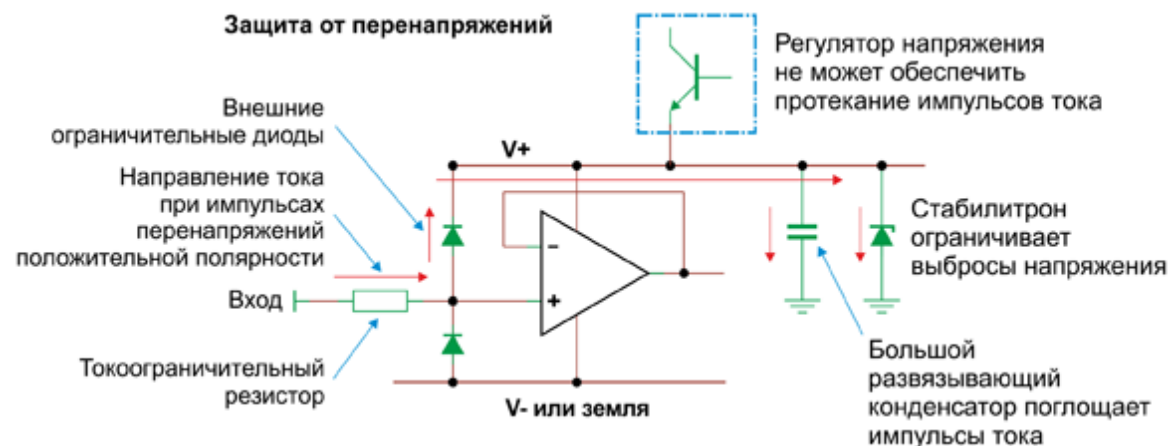
ОУ имеет встроенные ограничительные диоды, подключенные к выводам питания. По этой причине ток входных сигналов с амплитудой превышающей напряжение питания более чем на 0,5 В должен быть ограничен значением  $\pm 10$  мА.



# Защита входов от перенапряжений

Диоды Шоттки имеют еще меньшее прямое падение напряжения и могут обеспечить более высокую защиту. Однако у них есть общий недостаток - высокие значения тока утечки. При комнатной температуре величина утечки достигает единиц микроампер или даже больше. При этом с ростом температуры это значение увеличивается. 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. Помочь поглотить большой импульс тока помехи могут развязывающие конденсаторы большой емкости на выводах питания. Для фильтрации длительных помех потребуется защитный стабилитрон на линиях питания. Напряжение срабатывания для стабилитрона должно быть выше напряжения питания, чтобы он включался только при возникновении помех.

Тем не менее мощная помеха по-прежнему может вызвать броски напряжений, которые превысят максимально допустимые значения. Но существует некоторый запас прочности и выше максимальных значений, однако безопасность в таких случаях уже не гарантируется. Во многих случаях цель заключается в том, чтобы значительно повысить уровень выживаемости без больших затрат и ухудшения параметров схемы.

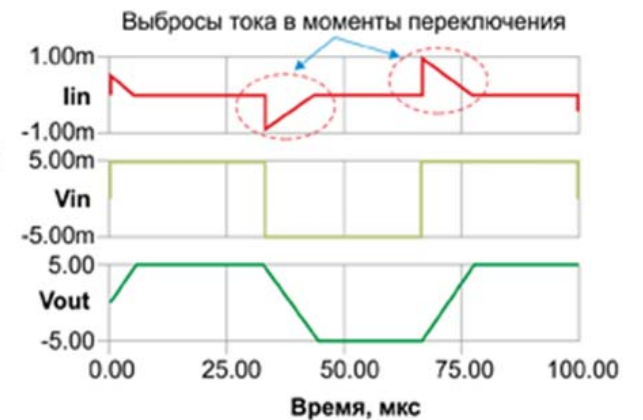
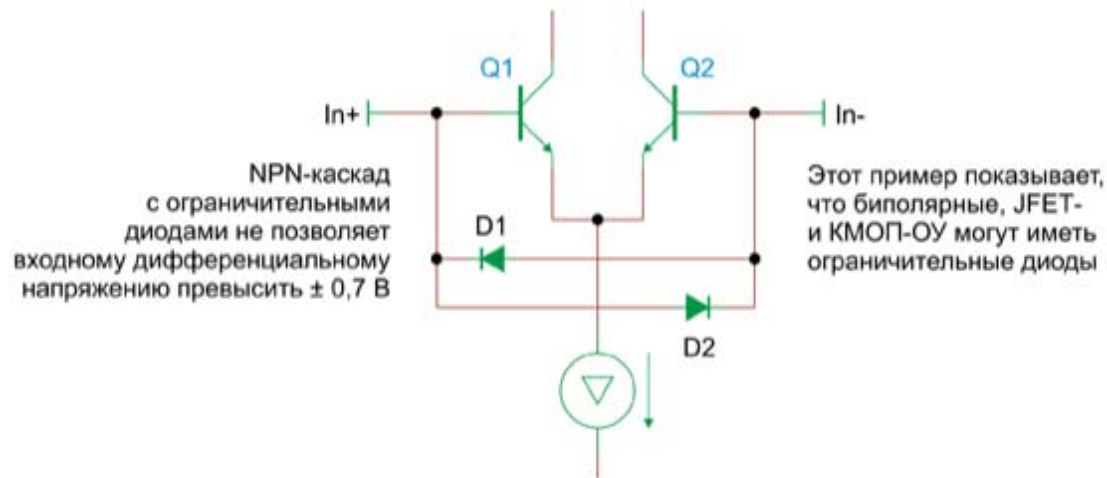




# Ограничительные диоды

В некоторых ОУ могут присутствовать дифференциальные ограничительные диоды. Изменения в поведении ОУ зачастую можно заметить в базовых неинвертирующих схемах, в том числе — при работе простого буферного повторителя  $G = 1$ . Например, 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. В конце концов, когда сигнал на выходе «догонит» сигнал на входе, все снова придет в норму.

Многие применения используют медленные или ограниченные по амплитуде сигналы, скорость изменения которых значительно ниже скорости нарастания ОУ, поэтому описанное выше поведение наблюдаться не будет. В других применениях, даже при быстром изменении входного напряжения, переходный ток на входе ОУ не оказывает отрицательного влияния на работу схемы.

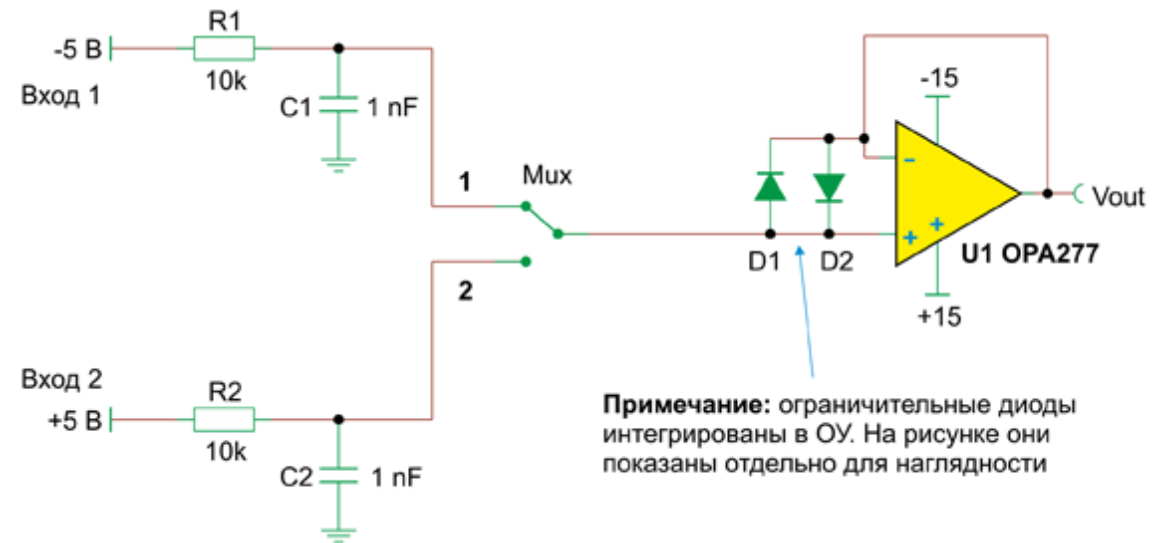


# Ограничительные диоды

Но в некоторых особых случаях выбросы входного тока могут вызвать проблемы. Примером служит мультиплексированная система сбора данных. Ее упрощенная схема, включающая два входных канала, показана на рисунке. 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.

Вместо OPA277 можно использовать 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.

Тем не менее в некоторых схемах нужно использовать ОУ со встроенными диодами, а в некоторых без.

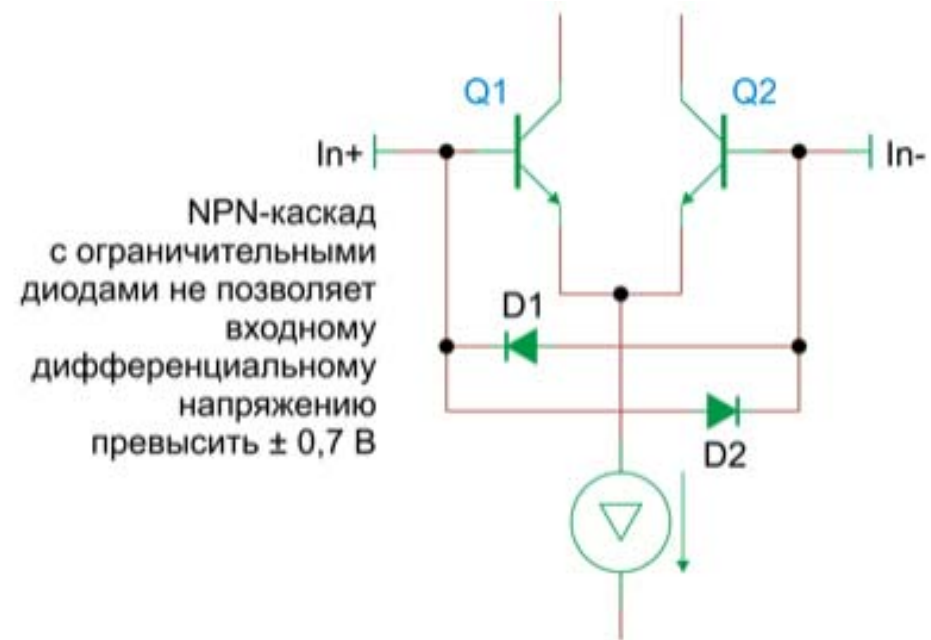




# ОУ в режиме компаратора

Иногда используют операционные усилители в качестве компараторов, особенно когда 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. Если не требуется высокое быстродействие, то ОУ может быть достаточно. В то время как некоторые операционные усилители работают нормально, другие работают не так, как ожидалось.

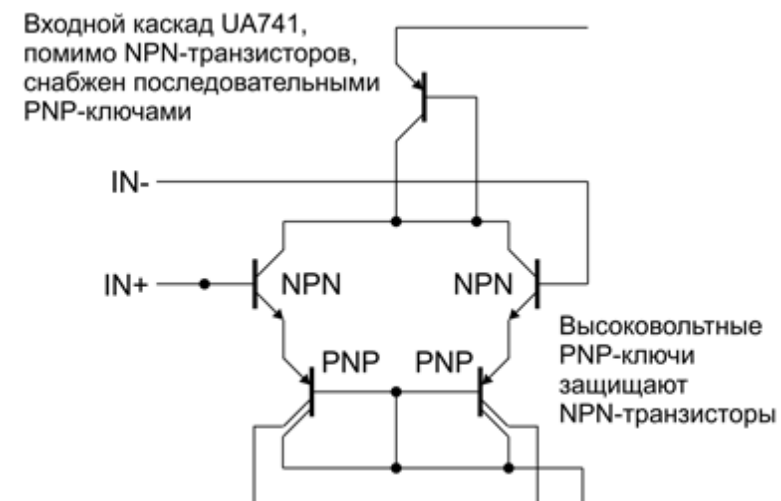
Многие операционные усилители имеют защитные ограничительные диоды, подключенные между входами. Чаще всего используют параллельное включение двух разнонаправленных диодов. Они защищают переход «база-эмиттер» входных транзисторов от обратного пробоя. Для многих ИС пробой перехода «база-эмиттер» начинается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



# 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 невыполнимыми. Производители операционных усилителей не всегда пишут в документации о наличии защитных диодов.

Но как быть с уже существующими ОУ? 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  $\mu$ A741. У него, кроме входных NPN-транзисторов, имеются дополнительные последовательно включенные PNP-транзисторы, которые обеспечивают встроенную защиту для NPN.

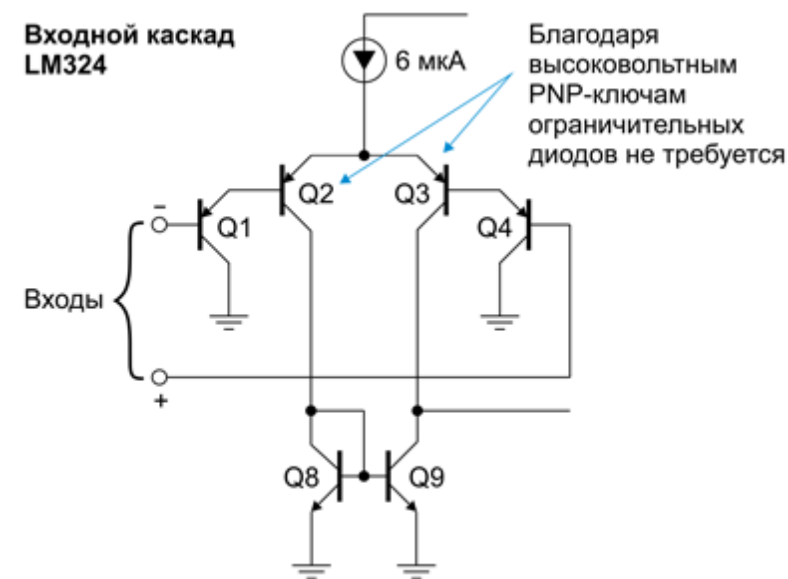


# ОУ в режиме компаратора

Усилители общего назначения со входными PNP-транзисторами обычно не имеют встроенных ограничительных диодов. 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. Высокоскоростные ОУ со входными каскадами из PNP-транзисторов обычно имеют встроенные ограничительные диоды, так как эти транзисторы имеют невысокое напряжение пробоя.

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 исключение для ОУ с автоматической коррекцией нуля (Auto-zero или чоппер), которые ведут себя так, как будто имеют встроенные защитные диоды.

При проектировании нужно проверять поведение схемы на макете или прототипе.



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

**Спасибо за внимание**

ЧУ ПО «Социально-технологический колледж»

Преподаватель: Борисов Алексей Альбертович