

Представитель в Санкт-Петербурге  
**ЦУКАНОВ Ю.В.**  
Tel.: 2 5 2 - 0 1 - 4 0  
e-mail: inf @ autex.spb.ru



## **РАЗДЕЛ 3**

### **УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ**

## **РАЗДЕЛ 3: УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ НОРМИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ**

Уолт Кестер, Джеймс Брайнт, Уолт Юнг

- **Характеристики прецизионных операционных усилителей**
- **Анализ бюджета ошибок усилителя по постоянному току**
- **Операционные усилители с однополярным питанием**
- **Инструментальные усилители**
- **Усилители, стабилизированные прерыванием**
- **Изолированные усилители**

## Введение

В разделе изучаются параметры усилителей, критичные при использовании в приложениях нормирования сигналов. Напряжения смещения прецизионных интегральных операционных усилителей должны быть не ниже 10 мкВ с дрейфом около 0.1 мкВ/°С. Операционные усилители, стабилизированные прерыванием, дают смещения и их дрейфы, не выделяемые на фоне собственных шумов. Типовыми являются разомкнутые коэффициенты передачи операционного усилителя (РКП) более  $10^6$  при КОСС и коэффициенте ослабления влияния источника питания (КОВИП) того же порядка величины. Применение таких прецизионных операционных усилителей с сохранением столь высоких параметров может составить существенную проблему разработчику, т.е. при выборе пассивных компонентов и топологии печатной платы.

Важно понимать, что указанные выше параметры по постоянному току не являются единственными определяющими при выборе усилителя. Не менее важными являются параметры по переменному току, даже при работе на низких частотах поскольку РКП, КОСС и КОВИП имеют весьма низкую частоту среза в области НЧ (НЧС) и низкая частота процесса может оказаться в соответствующей зоне ослабления, что повлечет увеличение ошибок по сравнению с расчетом для режима постоянного тока. Например, для усилителя с РКП= $10^7$  по постоянному току и единичном усилении  $f_U=1$  МГц частота среза НЧС составит 0.1 Гц!

По этой причине следует рассматривать разомкнутый коэффициент передачи на частоте реального сигнала. Соотношение для РКП (с однополосной функцией передачи) на частоте сигнала  $A_{VOL}(f_{SIG})$ , частотой сигнала  $f_{SIG}$  и частотой единичного усиления  $f_U$  дается выражением:

$$A_{VOL}(f_{sig}) = \frac{f_u}{f_{sig}}$$

Для выше приведенного примера,  $A_{VOL}(100 \text{ КГц}) = 10$  и  $A_{VOL}(10 \text{ Гц}) = 10^5$ .

Потеря усиления на частоте сигнала может внести искажения, что особенно неприятно для частот звукового диапазона. Потеря КОСС и КОВИП на частоте сигнала может внести ошибки.

Проблема выбора подходящего усилителя для конкретного приложения усложняется наличием большого числа усилителей различных технологий изготовления

(биполярные, комплементарные биполярные, BiFET, CMOS, BiCMOS) и различной архитектуры (традиционные операционные усилители, инструментальные усилители, усилители, стабилизированные прерыванием, изолированные усилители и т.д.). К тому же, в настоящее время доступен широкий набор прецизионных усилителей, работающих с однополярным питанием и еще более осложняющих процесс конструирования из-за ограничения динамического диапазона входных и выходных сигналов, а также из-за увеличения влияния напряжения смещения и шумов.

- ◆ Входное напряжение смещения <math>< 100 \text{ мкВ}</math>
- ◆ Дрейф входного напряжения смещения <math>< 1 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}</math>
- ◆ Входной ток (*bias*) <math>< 2 \text{ нА}</math>
- ◆ Входной ток смещения (*offset*) <math>< 2 \text{ нА}</math>
- ◆ Разомкнутый коэффициент передачи по постоянному току > 1 000 000
- ◆ Полоса при единичном усилении,  $F_U$  500 КГц ... 5 МГц
- ◆ Всегда проверяйте разомкнутый коэффициент передачи на частоте сигнала!
- ◆ Низкочастотный шум вида  $1/f$  в полосе 0.1 Гц ... 10 Гц <math>< 1 \text{ мкВ (p-p)}</math>
- ◆ Широкополосный шум <math>< 10 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}</math>
- ◆ КОСС, КОВИП > 100 дБ
- ◆ Работа с одним источником питания
- ◆ Низкое рассеяние мощности

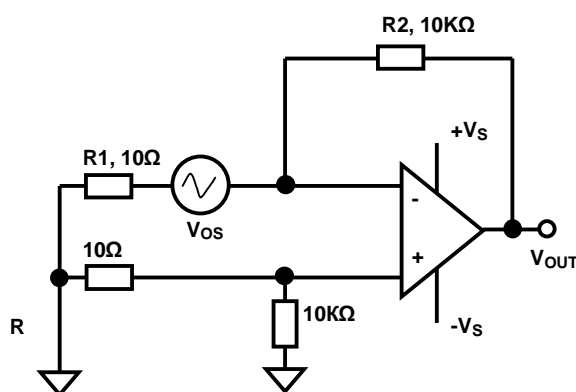
**Рис.3.1. Характеристики усилителей для нормирования сигналов.**

## Характеристики прецизионных операционных усилителей

### Входное напряжение смещения

Напряжение смещения является одним из наиболее существенных источников ошибок, которые следует учитывать при создании прецизионных усилительных схем. Оно является систематической ошибкой и может быть компенсировано либо вручную с помощью триммера, либо путем выполнения системной калибровки с использованием микропроцессора. Оба метода имеют недостатки, и современные прецизионные операционные усилители имеют начальное смещение не более 10 мкВ для биполярных устройств и еще меньше для операционных усилителей, стабилизированных прерыванием. Для операционного усилителя с низкой величиной смещения можно отказаться от ручной подстройки нуля и системной калибровки.

Измерение величины напряжения смещения в диапазоне нескольких микровольт требует, чтобы тестовые цепи не вносили ошибки в процесс более чем, собственно, измеряемое смещение. На Рис.3.2 показана схема для измерения напряжения смещения. Цепь усиливает входное напряжение смещения на величину шумового коэффициента усиления (1001). Измерение выполняется на выходе устройства с помощью точного цифрового вольтметра. Смещение, приведенное к входу (*referred to input, RTI*) рассчитывается делением выходного напряжения на шумовой коэффициент усиления. Малая величина сопротивления ( $R1 \parallel R2$ ) дает пренебрежимо малый вклад в измеряемое напряжение смещения от протекающего входного тока. Например, входной ток 2 нА, протекающий через резистор 10 Ом дает ошибку измерения, приведенную к входу, всего в 0.02 мкВ.



$$V_{OUT} = \left[ 1 + \frac{R2}{R1} \right] V_{OS}$$

$$V_{OUT} = 1001 \cdot V_{OS}$$

$$V_{OS} = \frac{V_{OUT}}{1001}$$

ДЛЯ OP177A:

$V_{OS} = 10$  мкВ (макс.)

ДРЕЙФ  $V_{OS} = 0.1$  мкВ/°С (макс.)

СТАБИЛЬНОСТЬ  $V_{OS} = 0.2$  мкВ/месяц (сред.)

**Рис.3.2. Схема измерения входного напряжения смещения.**

Не смотря на свою простоту, схема может не реализовать точные результаты. Наибольшим потенциальным источником ошибки может быть паразитная ТЭДС термопары, образованной контактом двух разнородных металлов. Температурный коэффициент термочувствительности такой термопары может лежать в пределах от 2 мкВ/°С до более чем 40 В/°С. Отметим, что для точного согласования термопарных узлов в неинвертирующую цепь усилителя добавлены два дополнительных резистора, равных соответствующим резисторам в цепи инверсного входа.

Точность измерения зависит от геометрии компонентов и топологии печатной платы. Помните, что подключение двух выводов компонента, такого как резистор, порождает две равных, но направленных противоположно термо-ЭДС (при условии подключения выводов к одному и тому же металлу, как, например, медь печатного проводника), которые компенсируют друг друга, *при условии, что оба вывода находятся при абсолютно одинаковой температуре*. Короткие соединения и короткие выводы компонентов помогают минимизировать температурные градиенты и увеличить точность измерения.

Движение воздуха должно быть минимальным, с тем чтобы термопарные узлы стабилизировались при одной и той же температуре. В некоторых случаях полезно помещать цепь в малый замкнутый объем для ликвидации воздействия внешнего тока воздуха. Схему следует располагать горизонтально на поверхности, для того чтобы конвекционные потоки были направлены вверх с платы, а не через компоненты, как было бы в случае, если плату монтировали вертикально.

Еще более актуальной задачей является измерение изменения напряжения смещения в диапазоне температур. Температурной камерой может служить небольшая коробка или пластиковый пакет с пенопластовым наполнением, который предотвращает появление температурных градиентов на паразитных термопарах в камере. Если требуется проведение испытаний в камере холода, то для этого рекомендуется сухой чистый азот. В случае термоциклирования рекомендуется нагреватель - холодильник «THERMOSTREAM», однако устройства данного типа порождают воздушные потоки, которые могут создать дополнительную проблему.

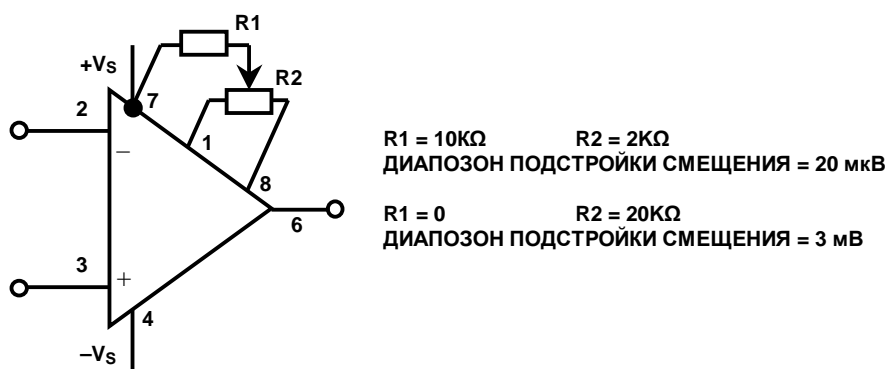
В дополнение к температурному дрейфу напряжения смещения наблюдается его изменение во времени. Этот эффект старения часто называют долговременной стабильностью и специфицируют его в микровольтах в месяц или микровольтах за 1000 часов, что вводит в заблуждение.

Данное явление пропорционально корню квадратному из промежутка времени. Например, скорость старения 1 мкВ/1000 часов становится 3 мкВ/Год (а не 9 мкВ/Год, как было бы в случае линейной связи). Для операционных усилителей OP177 и AD707 долговременная стабильность *после* первых 30 дней работы составляет около 0.3 мкВ/месяц. Исключая первый час работы, можно указать, что за первые 30 дней работы смещение изменится не более чем на 2 мкВ.

Многие прецизионные операционные усилители имеют специальные выводы для выполнения внешней корректировки нуля.

На Рис.3.3 приводится схема внешней подстройки нуля. Диапазон подстройки смещения прецизионного операционного усилителя не должен быть более двух - трех значений напряжения максимального смещения для обеспечения минимальной чувствительности по выводам корректировки. Коэффициент передачи напряжения операционного усилителя от выводов коррекции смещения до выхода может оказаться больше чем коэффициент по сигнальным входам! Поэтому важно поддерживать их свободными от наводок и шумов.

Нежелательно также иметь длинные проводники от выводов операционного усилителя до внешнего потенциометра коррекции. Для минимизации влияния тока источника питания, подключайте  $R1$  непосредственно на вывод питания операционного усилителя, как показано на рисунке.



**Рис.3.3. Схема корректировки смещения ОУ OP177/AD707.**

Важно отметить, что величина температурного дрейфа напряжения смещения изменяется при выполнении корректировки (балансировки).

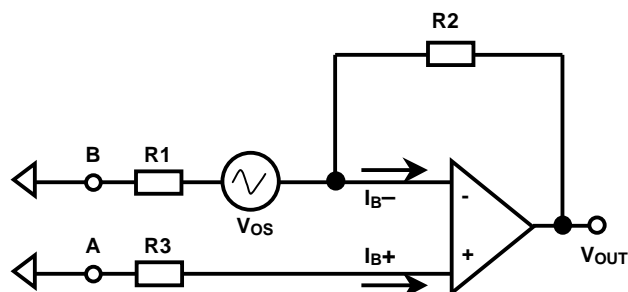
Биполярные операционные усилители в большинстве случаев имеют минимальную величину дрейфа при минимальном напряжении смещения. Поэтому балансировку нуля по выводам балансировки данного ОУ следует выполнять только для этого операционного усилителя, и ни в коем случае для всей системы в целом, что в противном случае приведет к увеличению дрейфа.

Дрейфовые параметры для операционного усилителя с JFET транзисторами на входе, по сравнению с биполярными операционными усилителями, еще хуже. Здесь происходит увеличение дрейфа на 4 мкВ/°С на каждый милливольт скомпенсированного напряжения смещения.

Вообще, лучше всего управлять величиной напряжения смещения путем выбора соответствующего устройства (тип и градация). Для устройств в малых корпусах (одиночных и мультиплицированных) часто отсутствуют выводы компенсации, что связано с простым ограничением числа выводов, и компенсацию напряжения смещения (с минимальным ущербом для дрейфовых характеристик) выполняют путем суммирования малого напряжения на входе к сигналу.

Модели для входного напряжения смещения и входного тока

Кроме входного напряжения смещения, входные токи операционного усилителя также дают свой вклад в ошибку смещения, как показано на обобщенной модели Рис.3.4. Для того чтобы было удобно сравнивать с входным сигналом, полезно приводить к входу (*refer to input - RTI*) все напряжения смещения. В равенствах на схеме даются все напряжения смещения, приведенные к входу (*RTI*) и приведенные к выходу (*RTO*).



$$\text{Коэф. передачи от A до Выхода} = \text{шумовому КП (NG)} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\text{Коэф. передачи от B до Выхода} = -\frac{R2}{R1}$$

$$\text{Смещение (RTO)} = V_{os} \left[ 1 + \frac{R2}{R1} \right] + I_{B+} \cdot R3 \left[ 1 + \frac{R2}{R1} \right] - I_{B-} \cdot R2$$

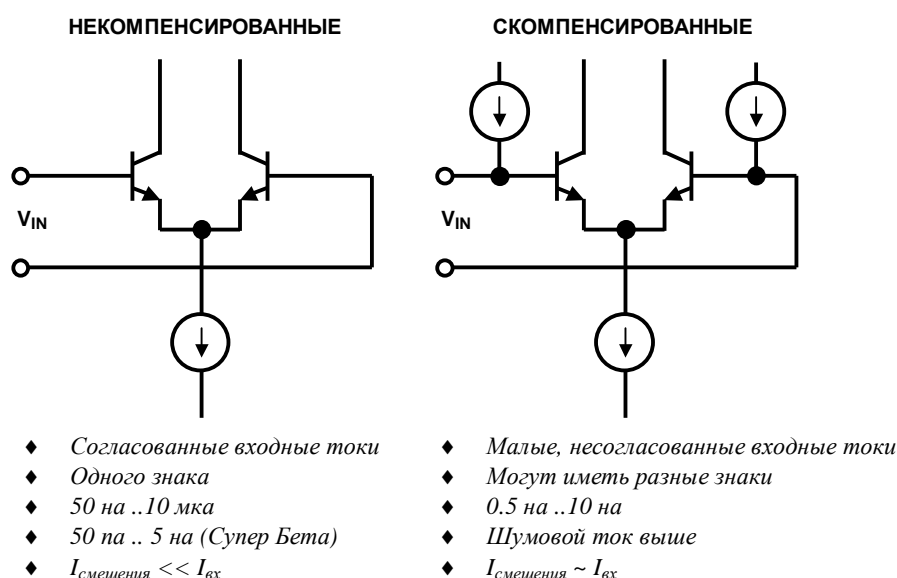
$$\text{Смещение (RTI)} = V_{os} + I_{B+} \cdot R3 - I_{B-} \left[ \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right]$$

Для компенсации входных токов :

$$\text{Смещение (RTI)} = V_{os}, \text{ если } I_{B+} = I_{B-} \text{ и } R3 = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$$

**Рис.3.4. Обобщенная модель напряжения смещения операционного усилителя.**

Для прецизионных ОУ с согласованными биполярными транзисторами на входе (PNP или NPN), типовой входной ток составляет 50..400 нА. Выбирая *R1* равным параллельному соединению *R2* и *R3*, можно приблизительно скомпенсировать эффект влияния входного тока на смещение *RTI* и *RTO*. Остаточная часть обуславливается наличием тока смещения - разницей входных токов. Ток смещения обычно на порядок меньше входного. Данная схема, однако, не работает в случае ОУ с биполярными входными транзисторами со скомпенсированными входными токами (как OP177 и AD707) на Рис.3.5. Входные каскады с компенсацией входного тока обладают многими положительными качествами простого биполярного каскада: малая величина смещения и дрейфа, низкое напряжение шумов. Их входной ток мал и достаточно стабилен от температуры. Дополнительные источники тока уменьшают величину входного тока до 0.5..10 нА. Однако, знаки обоих токов могут быть разными и они не согласованы, хотя величины этих токов очень малы. Обычно величина *тока смещения* (разница входных токов по прямому и инверсному входам) ОУ с компенсацией входных токов того же порядка, что и величина входного тока.



**Рис.3.5. ОУ с компенсацией входного тока.**

### Нелинейность разомкнутого коэффициента передачи по постоянному току

Очевидно, что для сохранения высокой точности, *РКП* по постоянному току прецизионного усилителя  $A_{VOL}$  должно быть высоким. Это можно увидеть при анализе уравнения для замкнутого коэффициента передачи (*ЗКП*):

$$ЗКП = A_{VCL} = \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}}$$

Шумовое усиление ( $NG$ ) является усилением, которое «видит» малый источник напряжения, будучи последовательно подключенным с входом операционного усилителя, и также является коэффициентом передачи сигнала в неинвертирующем включении. Если  $A_{VOL}$  бесконечен, то *ЗКП* в точности равен  $NG$ . Однако, если  $A_{VOL}$  конечен, то существует ошибка *ЗКП*, которая представляется выражением:

$$\% \text{ Ошибки Усиления} = \frac{NG}{1 + A_{VOL}} \cdot 100\%$$

Заметим, что процент ошибки *ЗКП* прямо пропорционален  $NG$ , поэтому эффект конечной величины  $A_{VOL}$  тем меньше, чем меньше усиление *ЗКП*. На первом примере Рис.3.6, где шумовой коэффициент передачи равен  $10^3$ ,  $РКП = 2 \cdot 10^6$ , существует ошибка *ЗКП*, равная 0.05%. Если *РКП* при изменении нагрузки и выходного напряжения остается постоянным в диапазоне температур, то ошибку *ЗКП* можно учесть путем калибровки. Если *РКП* меняется, то *ЗКП* будет также меняться, внося тем самым, *неопределенность в коэффициент передачи*. Во втором примере величина  $A_{VOL}$  уменьшается до  $3 \cdot 10^5$ , давая тем самым ошибку *ЗКП* в 0,33% и внося *неопределенность в коэффициент передачи* 0,28%. В большинстве приложений при использовании соответствующего усилителя именно резисторы цепи будут являться основным источником *ЗКП*.



- ◆ «Идеальный» ЗКП  $= NG$
- ◆ Действительный ЗКП  $= \frac{NG}{1 + \frac{NG}{A_{VOL}}}$
- ◆ %Ошибки ЗКП  $= \frac{NG}{NG + A_{VOL}} \cdot 100\%$
- ◆ Предположим  $A_{VOL} = 2 \cdot 10^6$ ,  $NG = 10^3$  %ошибки ЗКП  $\sim 0,05\%$
- ◆ Предположим  $A_{VOL} = 3 \cdot 10^5$ ,  $NG = 10^3$  %ошибки ЗКП  $\sim 0,33\%$
- ◆ Неопределенность ЗКП  $= 0,33\% - 0,05\% = 0,28\%$

**Рис. 3.6. Изменения РКП по постоянному току вызывают неопределенность ЗКП.**

Основными причинами изменения РКП операционного усилителя являются: изменение уровня выходного напряжения и изменение нагрузки на выходе. Изменение РКП в зависимости от уровня сигнала дает *нелинейность ЗКП*, которая не может быть учтена системной калибровкой. Большинство операционных усилителей имеют постоянную нагрузку на выходе, поэтому рассматривать зависимость  $A_{VOL}$  от нагрузки не актуально. Однако, зависимость  $A_{VOL}$  от уровня выходного сигнала увеличивается при увеличении тока нагрузки.

В зависимости от типа устройства нелинейность существенно меняется, что обычно не отражается в технических спецификациях (*Data Sheets*). Минимальная же величина  $A_{VOL}$  всегда указывается, и выбор операционного усилителя с высоким  $A_{VOL}$  позволит минимизировать вероятность возникновения ошибок нелинейности коэффициента передачи (КП). В зависимости от конструкции операционного усилителя, нелинейность коэффициента передачи может проистекать от многих источников. Один из наиболее вероятных источников - температурная обратная связь. Если температурный сдвиг является единственной причиной ошибки нелинейности, можно предположить, что может помочь уменьшение выходной нагрузки. Для проверки этого, измеряют нелинейность без нагрузки и затем ее сравнивают со значением в нагруженном состоянии.

На Рис.3.7 показана схема для измерения нелинейности РКП на постоянном токе с помощью осциллографа. Усилитель имеет  $KП = -1$ . РКП определяется как частное от деления изменения выходного напряжения на изменение напряжения смещения. Однако, при больших величинах  $A_{VOL}$  предел изменения выходного напряжения достигается при весьма малом (всего несколько микровольт) изменении входного. По этой причине включен делитель, состоящий из резистора ( $10\Omega$ ) и  $R_G$  ( $1M\Omega$ ), устанавливающий напряжение  $V_Y$  равным:

$$V_Y = \left[ 1 + \frac{R_G}{10\Omega} \right] \cdot V_{OS} = 100,001 \cdot V_{OS}$$

Величина  $R_G$  выбирается таким образом, чтобы она дала величину  $V_Y$  достаточную для измерения при ожидаемой величине  $V_{OS}$ .



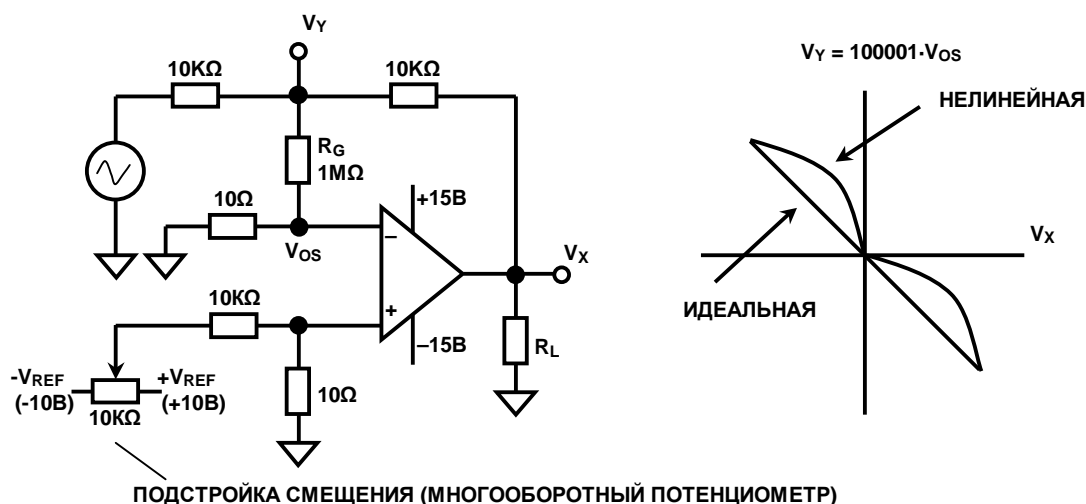


Рис.3.7. Схема для измерения нелинейности РКП.

Сигнал генератора пилообразного напряжения (ГПН)  $\pm 10$  В дает на выходе усилителя напряжение  $\pm 10$  В. Имеется потенциометр начальной балансировки усилителя в пределах  $\pm 10$  мВ, на каждый вывод которого для обеспечения стабильности подключен ИОН (AD688). Частота ГПН должна быть очень низкой, вероятно, не более десятой доли Гц, вследствие того, что частота среза РКП весьма низка (0.1 Гц для OP177).

Осциллограмма Рис.3.7 показывает зависимость  $V_Y$  от  $V_X$ . Если нелинейность отсутствует, то график будет иметь вид прямой постоянного наклона и  $A_{VOL}$  рассчитывается по следующему выражению:

$$A_{VOL} = \frac{\Delta V_X}{\Delta V_{OS}} = \left[ 1 + \frac{R_G}{10\Omega} \right] \cdot \left[ \frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y} \right] = 100,001 \cdot \left[ \frac{\Delta V_X}{\Delta V_Y} \right]$$

В присутствии нелинейности  $A_{VOL}$  будет меняться с изменением выходного сигнала. Приблизительная величина нелинейности РКП рассчитывается исходя из максимальной и минимальной величины  $A_{VOL}$  в диапазоне выходного напряжения:

$$\text{Нелинейность РКП} = \frac{1}{A_{VOL,MIN}} - \frac{1}{A_{VOL,MAX}}$$

Нелинейность ЗКП вычисляется путем умножения нелинейности РКП на шумовой коэффициент передачи:

$$\text{Нелинейность ЗКП} = NG \cdot \left[ \frac{1}{A_{VOL,MIN}} - \frac{1}{A_{VOL,MAX}} \right]$$

В идеальном случае зависимость  $V_{OS}$  от  $V_X$  имела бы постоянный наклон и величина обратная наклону была бы значением  $A_{VOL}$ . Горизонтальная прямая с нулевым наклоном указывает на бесконечно большую величину РКП. Для реального операционного усилителя наклон может меняться по диапазону выходных сигналов вследствие нелинейности, температурной обратной связи и т.д. Фактически наклон может даже изменить знак.

Рис.3.8 показывает график зависимости  $V_Y$  (и  $V_{OS}$ ) от  $V_X$  для прецизионного операционного усилителя OP177 при двух значениях сопротивления нагрузки:  $2\text{K}\Omega$  и  $10\text{K}\Omega$ . Обратный наклон рассчитывается по конечным точкам, средняя величина  $A_{VOL} \sim 8 \cdot 10^6$ ,  $A_{VOL,MIN} = 5,7 \cdot 10^6$ ,  $A_{VOL,MAX} = 9,1 \cdot 10^6$ , что соответствует нелинейности  $PKП = 0.07 \text{ ppm}$ . Для  $NG = 100$ ,  $ЗКП = 7 \text{ ppm}$ .

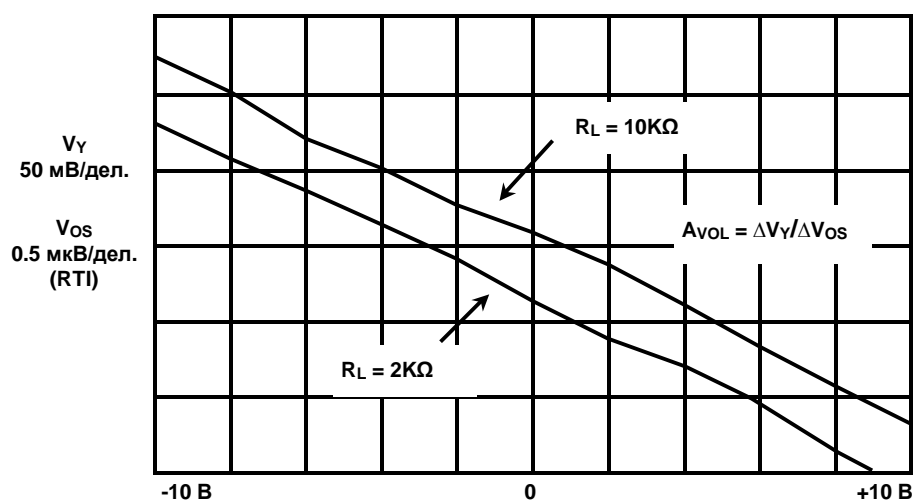


Рис.3.8. График нелинейности OP177.

### Шум операционного усилителя

Существует три источника шумов в цепи с операционным усилителем: источник шумового напряжения ОУ, источник шумового тока ОУ и Джонсоновский шум резисторов цепи. Шум ОУ имеет два компонента: «белый» шум на средних частотах и « $1/f$ » шум - на низких частотах, спектральная плотность которого обратно пропорциональна корню квадратному из частоты. Следует отметить, что хотя шумовые источники напряжения и тока могут иметь одинаковое поведение своих шумовых характеристик, для данного операционного усилителя не обязательно совпадение частот среза  $1/f$  для шумовых источников напряжения и тока (частота среза обычно указывается для источника шумового напряжения, как показано на Рис.3.9).

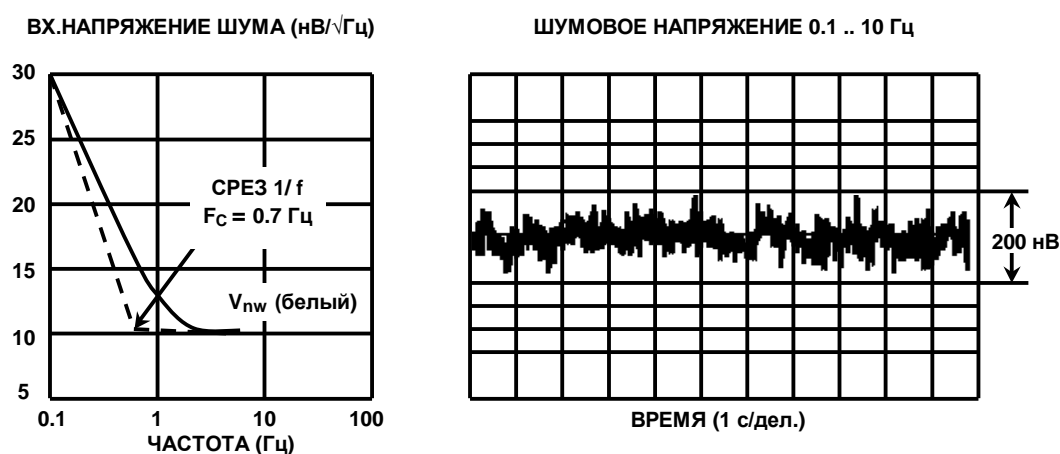


Рис.3.9. Входной источник шумового напряжения для ОУ OP177/AD707.

Низкочастотный шум известен, как шум вида  $1/f$  (мощность шума подчиняется закону  $1/f$ , а шумовое напряжение или ток обратно пропорциональны корню из частоты). Частота, на которой спектральная плотность  $1/f$  шума равна спектральной плотности «белого» шума известна как *частота среза шума*  $1/f - F_C$  и является мерой качества операционного усилителя - чем ниже частота среза, тем лучше ОУ. Величина частоты среза меняется от долей Гц, как, например, для прецизионных ОУ (OP177/AD707) до нескольких сотен Гц, для ОУ с FET- входами (AD743/AD745) и до нескольких тысяч Гц для высокоскоростных ОУ.

Для операционных усилителей OP177/AD707 (Рис.3.9) частота среза равна 0.7 Гц, а величина белого шума составляет  $10 \text{ нВ}/\sqrt{(\text{Гц})}$ . Низкочастотный  $1/f$  шум, как размах шумовой амплитуды от пика до пика ( $p-p$ ) в полосе частот 0.1 Гц .. 10 Гц, показан на Рис.3.9. Отметим, что в итоге этот шум ограничивает разрешение прецизионной системы измерения, так как полоса до 10 КГц есть полоса, представляющая наибольший интерес. Равенство для определения полного действующего напряжения шума  $V_{n,rms}$  в полосе от  $F_L$  до  $F_H$  выглядит следующим образом:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) = v_{nw} \sqrt{F_C \cdot \ln \left[ \frac{F_H}{F_L} \right] + (F_H - F_L)}$$

где  $v_{nw}$  - спектральная плотность шума в области «белого шума» (обычно специфицированный на частоте 1 КГц),  $F_C$  - частота среза для  $1/f$  шума, а  $F_L$  и  $F_H$  - полоса. На приведенном примере рассчитано, что шум в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц составляет 36 нВ или приблизительно 238 нВ от пика до пика, что точно согласуется с правой осциллограммой (коэффициент 6,6 преобразует действующее значение в величину размаха от пика до пика).

Следует отметить, что при более высоких частотах член выражения, содержащий натуральный логарифм, становится малым и выражение для действующей величины шума приобретает вид:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_H - F_L}$$

Если  $F_H \gg F_L$

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_H}$$

Однако, некоторые операционные усилители (как OP07 и OP27) имеют кривую распределения шума слегка возрастающую на высоких частотах, поэтому кривую зависимости напряжения шума от частоты необходимо тщательно проверять на «плоскость» на высоких частотах при использовании последних допущений в расчетах.

На очень низких частотах, когда работа происходит исключительно в области  $1/f$  шумов, т.е.  $F_C \gg (F_H - F_L)$ , выражение для среднеквадратичного напряжения шума приобретает вид:

$$V_{n,rms}(F_H, F_L) \approx v_{nw} \sqrt{F_C \cdot \ln \left[ \frac{F_H}{F_L} \right]}$$

Нет способа избавиться фильтрацией от влияния шума  $1/f$  при работе в полосе частот, включая постоянный ток, Устанавливая  $F_L=0.001$ , а  $F_H=0.1$ , получим среднеквадратичную величину шума  $1/f$  составляющую около 18 нВ, а  $p-p$  119 нВ.

Дело обстоит так, что усреднение результатов по большому числу выборок в течение длительного периода времени не оказывает влияния на величину ошибки, вызванную шумом  $1/f$ . Единственным способом уменьшения данного типа шума является использование операционного усилителя, стабилизированного прерыванием, который не пропускает низкочастотные компоненты шума.

На Рис.3.10 приводится обобщенная шумовая модель операционного усилителя. Все некоррелированные источники шумов складываются в квадратурах:

$$\sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2}$$

Таким образом, любое шумовое напряжение, которое в *четыре* или в *пять* раз больше любого другого, является доминирующим, и все прочие источники могут быть пропущены.

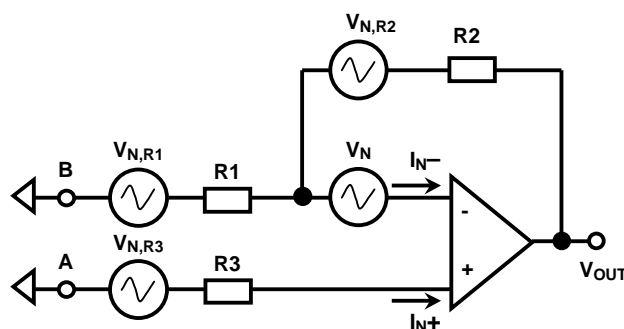
На приведенной схеме полный шум всех источников шумов изображен приведенным к входу ( $RTI$ ).  $RTI$  шум полезен, поскольку его можно сравнивать непосредственно с уровнем входного сигнала. Полный шум, приведенный к выходу ( $RTO$ ), можно вычислить простым умножением значения  $RTI$  шума на шумовой коэффициент передачи.

На рисунке предполагается, что цепь обратной связи полностью резистивная. Если она содержит реактивные элементы (конденсаторы), то шумовой коэффициент передачи не постоянен для данной полосы частот, и следует использовать более сложные методы для расчета полного шума [12]. Однако, для прецизионных приложений, где наиболее вероятно, что обратная связь резистивная, приведенные соотношения являются справедливыми.

Все резисторы имеют источники шума Джонсона (теплого)  $\sqrt{4kTBR}$ , где:

- ◆ R - сопротивление в  $\Omega$
- ◆ k - постоянная Больцмана  $1.38 \cdot 10^{-23}$  Дж/°К
- ◆ T - абсолютная температура в К
- ◆ B - полоса в Гц

*Простое для запоминания соотношение: резистор в  $1000\Omega$  генерирует тепловой шум  $4нВ/\sqrt{Гц}$  при температуре  $25^\circ\text{C}$ .*



$$\text{Коэф. передачи от A до Выхода} = 1 + \frac{R2}{R1}$$

$$\text{Коэф. передачи от B до Выхода} = -\frac{R2}{R1}$$

**Рис.3.10. Обобщенная шумовая модель ОУ.**

Значение  $RTI$  шума можно представить следующим выражением:

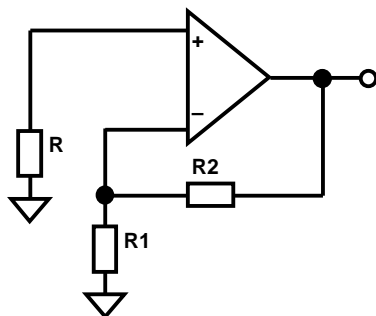
$$\sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_N^2 + 4kTR3 + 4kTR1 \left[ \frac{R2}{R1 + R2} \right]^2 + I_{N+}^2 R3^2 + I_{N-}^2 \left[ \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2} \right]^2 + 4kTR2 \left[ \frac{R2}{R1 + R2} \right]^2}$$

где  $\sqrt{BW} = 1,57 \cdot f_{CL}$

Напряжение шума для различных операционных усилителей может меняться от менее 1 нВ/√Гц до 20 нВ/√Гц и более. Биполярные ОУ обычно имеют меньшее шумовое напряжение по сравнению с JFET усилителями, хотя имеется возможность выполнить ОУ с JFET входом с низким уровнем напряжения шумов (AD743/AD745) за счет увеличения размера транзисторов и, следовательно, увеличения входной емкости (~20 пФ). Шумовой ток может меняться в более широких пределах, приблизительно, от 0.1 фА/√Гц (электрометрические ОУ JFET) до нескольких пА/√Гц (высокоскоростные биполярные ОУ). Для биполярных или JFET входных устройств, у которых весь входной ток течет через входной узел, шумовой ток является просто дробовым шумом (шумом Шоттки) от входного тока. Спектральная плотность дробового шума выражается как  $\sqrt{2I_B q}$  А/√Гц, где  $I_B$  - входной ток (в Амперах),  $q$  - заряд электрона ( $1.6 \cdot 10^{-19}$  К). Для усилителей с компенсацией входного тока и усилителей с токовой обратной связью шумовой ток вычислить невозможно, поскольку внешний входной ток является разностью двух внутренних токов.

Шумовой ток важен только тогда, когда он протекает через некоторое сопротивление, генерируя при этом шумовое напряжение. Соотношения под Рис.3.10 показывают вклад тока в общий шум. Таким образом, выбор ОУ с минимумом шумов зависит от импеданса внешних входных цепей. Рассмотрим ОР27, операционный усилитель с компенсацией входного тока, низким напряжением шумов (3 нВ/√Гц) и высоким шумовым током (1 пА/√Гц), как показано на схеме Рис.3.11. При выходном сопротивлении источника сигнала  $R = 3 \text{ К}\Omega$  и шумовом токе (1 пА/√Гц), шумовое напряжение на нем равно напряжению шумов, но тепловой шум резистора 3 КΩ составит 7 нВ/√Гц и будет доминирующим. При выходном сопротивлении источника сигнала  $R = 300 \text{ К}\Omega$  эффект от шумового тока увеличивается в сто раз (300 нВ/√Гц), в то время как шумовое напряжение не меняется, а тепловой шум резистора увеличивается всего в десять раз (пропорционально корню из величины сопротивления). Здесь шумовой ток будет доминирующим.

ШУМОВОЕ НАПРЯЖЕНИЕ = 3 нВ/√Гц  
 ШУМОВОЙ ТОК = 1 пА/√Гц  
 T = 25°C



ПРЕНЕБРЕГАЕТСЯ ВКЛАД R1 И R2 В ОБЩИЙ ШУМ

ВКЛАД ОТ	ВЕЛИЧИНЫ R		
	0	3 КΩ	300 КΩ
Шум напряжения усилителя	3	3	3
Шум тока усилителя	0	3	300
Тепловой шум R	0	7	70

RTI ШУМ (нВ/√Гц)  
 ВЫДЕЛЕН ДОМИНАНТНЫЙ ИСТОЧНИК

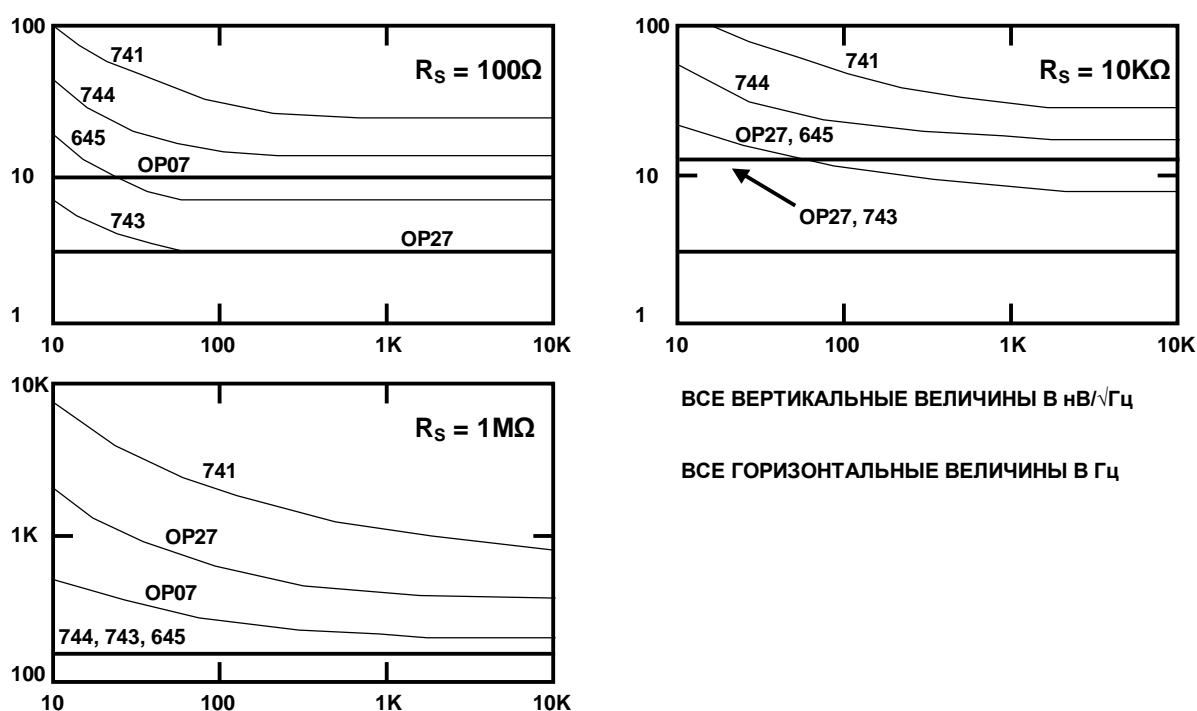
**Рис.3.11. Влияние различного импеданса источника сигнала на шумы ОУ.**

Приведенный пример показывает, что выбор операционного усилителя с малыми шумами зависит от сопротивления источника входного сигнала, и при высоком импедансе

шумовой ток всегда доминирует в схеме. Этот факт демонстрируется на Рис.3.12 для нескольких биполярных ОУ (OP07, OP27, 741) и ОУ с JFET (AD645, AD743, AD744).

При малых сопротивлениях цепи (обычно  $< 1 \text{ K}\Omega$ ) усилители с небольшим шумовым напряжением будут очевидным выбором (как OP27), а их сравнительно большой шумовой ток не оказывает влияния из-за низкого сопротивления. При средних величинах сопротивления тепловой шум является доминирующим, в то время как при высоких сопротивлениях следует выбирать операционный усилитель с возможно более низким шумовым током (как AD549 или AD645).

До недавнего времени, усилители BiFET (с JFET входами) имели достаточно высокое шумовое напряжение (при весьма низком шумовом токе), и были пригодны в малощумящих приложениях только при высоких сопротивлениях цепи. AD645, AD743 и AD744 имеют весьма низкое значение как шумового напряжения, так и шумового тока. Характеристики AD645 на 10КГц – 10 нВ/√Гц и 0.6 фА/√Гц, а AD743/AD744 на 10КГц – 2.0 нВ/√Гц и 6.9 фА/√Гц. Эти операционные усилители дают возможность создавать схемы усилителей с низкими шумами в широком диапазоне выходных сопротивлений источников сигнала.



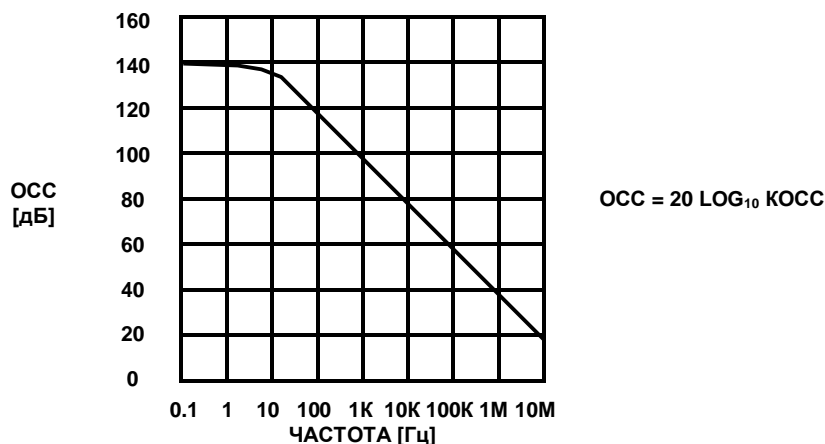
**Рис. 3.12. Различные ОУ оптимальны по шумам при разных величинах выходного сопротивления источника сигнала.**

### Ослабление синфазного сигнала и влияния источника питания

Если к обоим входам операционного усилителя прикладывать равное напряжение так, чтобы при этом не возникало дифференциальное напряжение, то напряжение на выходе появляться не должно. Фактически же изменение синфазного напряжения вызывает изменение напряжения выходного. *Коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС, CMRR)* есть отношение коэффициента передачи синфазного сигнала к коэффициенту передачи дифференциального сигнала ОУ.

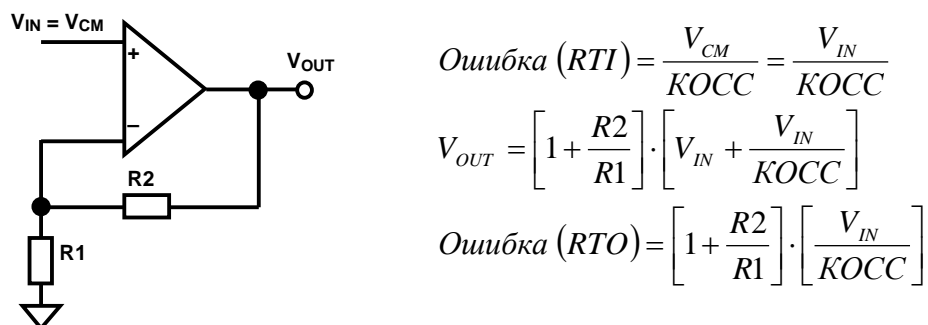
Если дифференциальный сигнал на входе  $Y$  дает на выходе операционного усилителя сигнал в 1 В, и синфазный сигнал величины  $X$  дает тоже 1 В, то  $КОСС = X/Y$ . Обычно КОСС выражается в децибелах (дБ) и на низких частотах составляет 70 .. 120 дБ.

При выражении величины в [дБ], последняя получила название *ослабление синфазного сигнала (ОСС, CMR)*. С повышением частоты *ОСС* спадает, и во многих технических описаниях приводятся графические зависимости *ОСС* от частоты, как продемонстрировано на Рис.3.13 для прецизионных операционных усилителей OP177/AD707.



**Рис.3.13. Ослабление синфазного сигнала для ОУ OP177/AD707.**

*КОСС* дает соответствующую ошибку напряжения смещения на выходе при включении операционного усилителя в неинвертирующем режиме, как показано на Рис.3.14. Операционный усилитель в инвертирующем включении не имеет выходной ошибки, связанной с *КОСС*, так как оба входа находятся при потенциале «земли» или виртуальной «земли», поэтому синфазное напряжение отсутствует, а присутствует только некомпенсированное напряжение смещения, если оно есть.



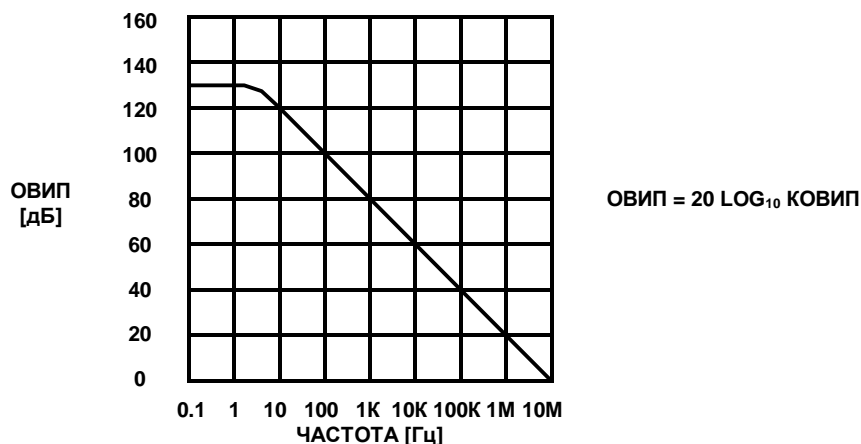
**Рис.3.14. Расчет ошибки смещения, обусловленной наличием КОСС.**

Если напряжение источника питания меняется, то на выходе операционного усилителя не должно быть сигнала, хотя в действительности он появляется. Определение характеристики *коэффициента ослабления влияния источника питания (КОВИП, PSRR)* дается подобно *КОСС*. Если дифференциальный сигнал на входе *Y* дает на выходе операционного усилителя ту же величину выходного сигнала, что и изменение величины *X* напряжения источника питания, то *КОВИП = X/Y*. Когда величина *КОВИП* выражается в децибелах, она называется *ослаблением влияния источника питания (ОВИП, PSR)*.

При определении *КОВИП* предполагают, что оба источника питания меняются на одну и ту же величину, но в противоположные стороны, в противном случае будет введено также синфазное напряжение и анализ будет существенно осложнен. Именно этот эффект обуславливает разницу *КОВИП* для положительного и отрицательного

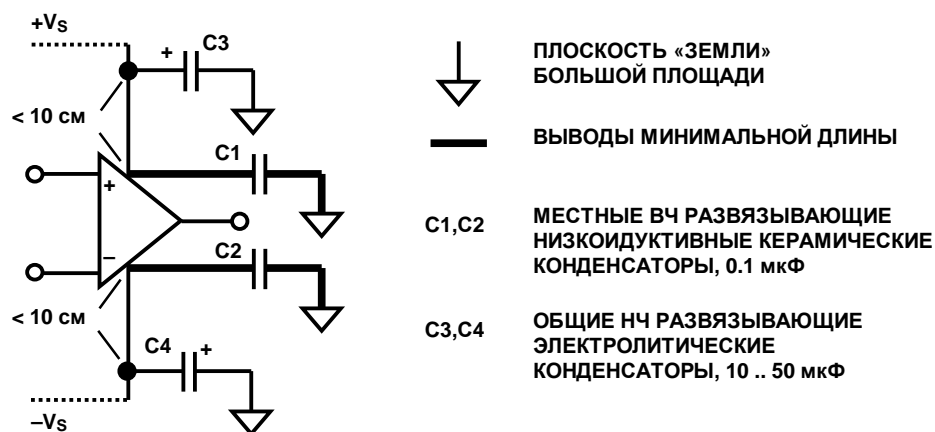


источников. В случае однополярного операционного усилителя *КОВИП* определяются для положительного источника. Для многих операционных усилителей с однополярным питанием приводятся спецификации для питания обоих знаков. На Рис.3.15 приводится *ОВИП* для *ОР177/AD707*.



**Рис. 3.15. Ослабление влияния источника питания для ОУ ОР177/AD707.**

*КОСС* операционного усилителя зависит от частоты, поэтому источники питания должны быть тщательно развязаны, как показано на Рис.3.16. На низких частотах несколько операционных усилителей можно развязывать конденсатором 10 .. 50 мкФ (по одному конденсатору на каждый источник), при условии, что длина печатного проводника не превысит 10 см. На высоких частотах каждая микросхема должна быть блокирована малоиндуктивными конденсаторами (0.1 мкФ), по одному на каждый источник (выводы и печатные проводники должны быть минимальной длины). Эти конденсаторы так же должны обеспечивать путь для обратного возврата высокочастотного тока в нагрузку операционного усилителя. Развязывающие конденсаторы следует подключать к малой импедансной шине «земли» большой площади. Хорошим вариантом является выбор конденсаторов для поверхностного монтажа, не имеющих высокоиндуктивных выводов.

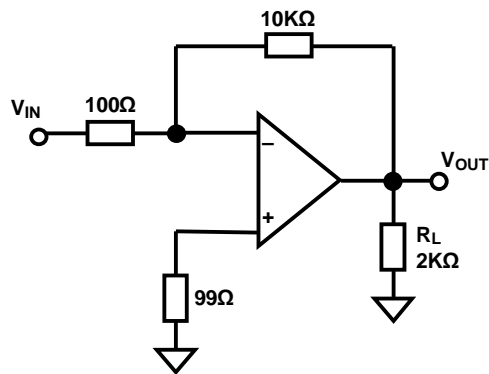


**Рис. 3.16. Правильный способ развязки ОУ на низких и высоких частотах.**

## Анализ бюджета ошибок усилителя на постоянном токе

На Рис.3.17 показан анализ бюджета ошибок операционного усилителя OP177 при комнатной температуре. Усилитель с коэффициентом усиления 100 находится в инверсном включении. Предполагается входной сигнал, равный 100 мВ, и соответствующий ему выходной – 10 В. Источники ошибок нормализованы к верхнему пределу и выражены в миллионных долях (*parts per million - ppm*).

Заметим, что ошибки от  $V_{OS}$  и  $I_{OS}$  и ошибка усиления от конечной величины  $A_{VOL}$  могут быть учтены с помощью системной калибровки. Однако ошибку из-за нелинейности РКП учесть калибровкой нельзя, и она дает ошибку относительной точности, часто называемую *ошибкой разрешения*. Шум  $1/f$  является другим источником вклада в ошибку разрешения. Шум этого типа всегда присутствует в системе и дает свой вклад в неопределенность измерения. Полная относительная точность цепи при комнатной температуре составляет 9 ppm, что приблизительно эквивалентно разрешению в 17 бит.



СПЕЦИФИКАЦИЯ @ 25°C:

$V_{OS} = 10 \text{ мкВ}$  [макс.]  
 $I_{OS} = 1 \text{ нА}$  [макс.]  
 $A_{VOL} = 5 \cdot 10^6$  [мин.]  
 Нелинейность  $A_{VOL} = 0.07 \text{ ppm}$   
 Шум  $1/f$  0.1 .. 10 Гц = 200 нВ

МАКСИМАЛЬНАЯ ОШИБКА, +25°C:  $V_{IN} = 100 \text{ мВ}$ ,  $V_{OUT} = 10 \text{ В}$ ,

$V_{OS}$	10 мкВ 100мВ	100 ppm
$I_{OS}$	100Ω·1 нА – 100 мВ	1 ppm
$A_{VOL}$	$(100/5 \cdot 10^6) \times 100 \text{ мВ}$	20 ppm
нелинейность · $A_{VOL}$	100x0.07 ppm	7 ppm
0.1 .. 10 Гц	200 нВ – 100 мВ	2 ppm
<b>Общая ошибка</b>	<b>≈ 13 разрядов</b>	<b>130 ppm</b>
<b>Ошибка разрешения</b>	<b>≈ 17 разрядов</b>	<b>9 ppm</b>

Рис.3.17. Бюджет ошибок по постоянному току прецизионного ОУ OP177А.

## Операционные усилители с однополярным питанием

В соответствии с требованиями рынка, в последнее время операционные усилители с однополярным питанием стали чрезвычайно актуальными. От современных устройств данного типа требуют, чтобы их технические характеристики были не хуже, чем у операционных усилителей с биполярным питанием. Вследствие широкого использования ОУ с однополярным питанием в портативной аппаратуре, ключевым параметром является малая потребляемая мощность при безусловном сохранении показателей точности.

### Однополярное питание дает:

- ◆ Меньшая мощность потребления
- ◆ Применение в портативных и батарейных приложениях
- ◆ Использование единственного источника

### Учитывать при конструировании:

- ◆ Уменьшенный диапазон вых. сигналов увеличивает чувствительность к ошибкам, вызываемым напряжением смещения, входным током, конечной величиной РКП, шумами и т. д.
- ◆ Использование источников с высокими цифровыми шумами из-за их совместного использования
- ◆ Вход и выход от «питания- до- питания» для увеличения динамического диапазона сигналов
- ◆ Точностные показатели обычно хуже, чем у ОУ с биполярным питанием
- ◆ Многие ОУ специфицированные для применения с однополярным питанием не имеют входов и выходов «от питания до питания»

### **Рис.3.18. Усилители с однополярным питанием.**

Наиболее очевидное влияние на работу оказывает уменьшенный динамический диапазон по входу и выходу. И как результат этого - большая чувствительность к внутренним и внешним ошибкам. В 12-разрядной системе с динамическим диапазоном выхода 10 В напряжение смещения прецизионного биполярного операционного усилителя 0.1 мВ дает ошибку менее 0.004 от младшего разряда. Однако, в системе с однополярным питанием, с технологией «от питания до питания», при напряжении смещения 1 мВ и динамическом диапазоне 5 В, ошибка составит 0.8 от младшего разряда, а при динамическом диапазоне 2.5 В - 1.6 от младшего разряда.

Для поддержания малого тока потребления от батареи, в цепях операционного усилителя используют резисторы больших номиналов. Поскольку входные токи операционного усилителя текут через высокоомные резисторы, они порождают значительные величины напряжений смещения, равные или большие собственных смещений операционного усилителя.

Точность коэффициента передачи некоторых операционных усилителей с однополярным питанием уменьшена, поэтому требуется их тщательный выбор. Многие однополярные операционные усилители для прецизионных приложений имеют РКП ~ 25000 .. 30000 при небольшой (более 10 КΩ) нагрузке. Отдельные устройства, как семейство ОР113/ОР213/ОР413 в действительности имеют весьма высокое значение РКП (более 10<sup>6</sup>).

В процессе разработки, с однополярными операционными усилителями возможны многие компромиссы между: скоростью и мощностью, шумами и мощностью, точностью, скоростью и мощностью и т.д. Если даже шум постоянен (что вряд ли возможно), отношение сигнал/шум ( $C/\text{Ш}$ ,  $SNR$ ) уменьшится, поскольку уменьшается амплитуда сигнала.

Кроме перечисленных ограничений, существуют многие другие особенности конструирования, которые являлись до сих пор вторичными в случаях биполярного питания, и стали важными только в случаях однополярного. Например, уменьшение отношения  $C/\text{Ш}$ , вследствие уменьшения динамического диапазона сигналов. Опорный потенциал «земли» больше не является простым вариантом выбора одного из опорных напряжений, и для некоторых устройств такой выбор может пройти, а для других - нет. По мере уменьшения потребления от источника питания, напряжение шума усилителя возрастает, а его полоса уменьшается. В приложениях с низким потреблением и однополярным питанием получение достаточной полосы и требуемой точности при ограниченном выборе операционных усилителей представляет существенную проблему при разработке системы.

Большинство разработчиков схем в качестве опорного сигнала без обсуждения принимают потенциал «земли». Большинство аналоговых цепей отсчитывают диапазоны своих входных/выходных напряжений от потенциала «земли». В биполярных приложениях потенциал 0 В, разделяющий источники, очень удобен, так как запас в каждую сторону симметричен и равен питанию. В то же время, 0 В является обычным напряжением «земляной шины» с низким импедансом.

В цепях с однополярным питанием и технологией «от питания до питания» можно выбирать точку «земли» везде, где она лежит в пределах диапазона питания, так как не существует специального стандарта. Выбор потенциала «земли» зависит от типа обрабатываемых сигналов и характеристик усилителя. Например, выбор отрицательной шины питания в качестве «земли» может оптимизировать динамический диапазон операционного усилителя, выходной сигнал которого достигает 0 В. С другой стороны, может потребоваться сдвиг уровня сигнала для его согласования с входом другого устройства (как АЦП), которое не может работать с уровнем 0 В на входе.

Первые операционные усилители с однополярным питанием разрабатывались по биполярной технологии, оптимизировавшей характеристики  $n-p-n$  транзисторов.  $p-n-p$  транзисторы были либо с продольной структурой, либо плоскостные, более узкополосные по сравнению с  $n-p-n$ . Для производства однополярных ОУ нового поколения с технологией «от питания до питания» требуется полностью комплементарный процесс. Эти новые усилительные устройства содержат параллельные  $n-p-n$  и  $p-n-p$  каскады для достижения размаха входного сигнала от потенциала земли до положительного питания, а выходные каскады реализуются на биполярных  $n-p-n$  и  $p-n-p$  транзисторах с общим эмиттером или на  $n$ -канальных и  $p$ -канальных полевых транзисторах с общим истоком. Для них напряжение насыщения или сопротивление включенного состояния определяют верхнюю границу выходного сигнала как функцию тока нагрузки.

Характеристики входного каскада однополярного операционного усилителя (как  $OCC$ , входное напряжение смещения и его температурный коэффициент с шумами) являются определяющими в точности устройства для низковольтных приложений. Операционные усилители с входами «от питания до питания» должны разрешать малые сигналы даже в тех случаях, когда входы находятся под потенциалом «земли», а в некоторых случаях близко к положительному потенциалу источника питания. Подходящими кандидатами являются усилители, имеющие  $KOCC$  не менее 60 дБ во всем диапазоне напряжений от 0 В до плюса питания. Не существует необходимости, чтобы усилители сохраняли  $KOCC$  для синфазных сигналов выше питания, *все что требуется, так это только, чтобы они не саморазрушались во время кратковременных выбросов.*

Также весьма подходящими кандидатами для прецизионных приложений будут операционные усилители с напряжениями смещения менее 1 мВ и дрейфом смещения менее 2 мкВ/°С. Так как динамический диапазон *входных сигналов* и отношение С/Ш *на входе* в равной степени, важны с динамическим диапазоном *выходных сигналов* и отношением С/Ш *на выходе*, прецизионные однополярные ОУ с технологией «от питания до питания» должны иметь уровень шума, приведенный ко входу меньше 5 мкВ от пика до пика в диапазоне частот 0.1 .. 10Гц.

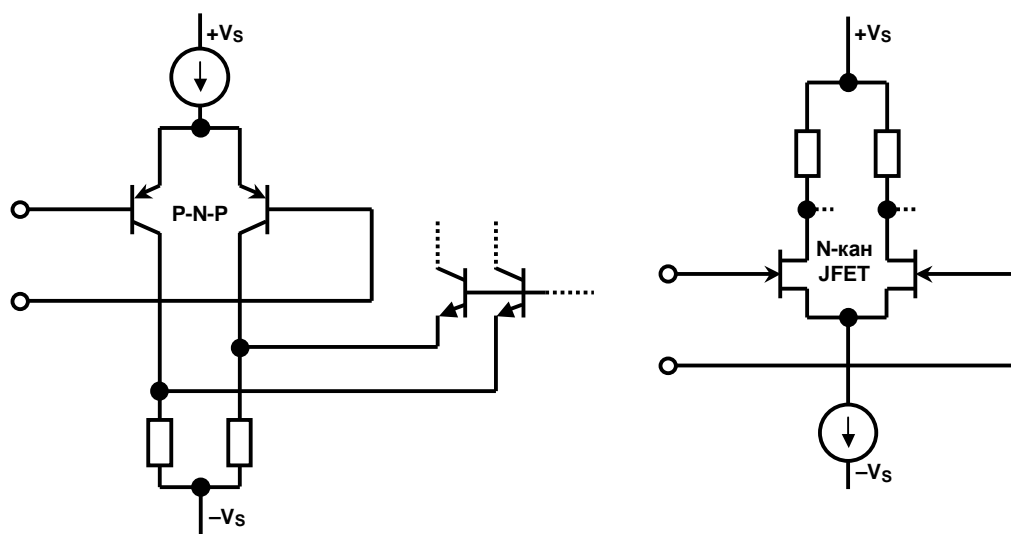
Необходимость в выходных каскадах с передачей сигналов «от питания до питания» определяется требованием сохранять величину динамического диапазона в низковольтных приложениях. Однополярные усилители должны иметь динамический диапазон выходных напряжений, отстоящий от величины питания по каждой из шин не более чем на 100 мВ (при номинальной нагрузке). Динамический диапазон выходного напряжения в большой степени зависит от топологии выходного каскада и тока нагрузки. Чем меньше  $V_{OL}$  (нижний предел) и выше  $V_{OH}$  (верхний предел), тем лучше.

Поскольку подавляющее большинство систем сбора данных требуют, по крайней мере, 12- или 14-разрядной точности, то операционные усилители с *РКП* более 30000 при всех нагрузках являются удачным выбором для прецизионных приложений.

### Входные каскады однополярных операционных усилителей

Существует определенное требование для операционных усилителей, чтобы размах синфазного напряжения на входе включал в себя значения обеих шин питания. Несомненно, это требование полезно в некоторых приложениях, но следует признать, что число таких приложений очень мало.

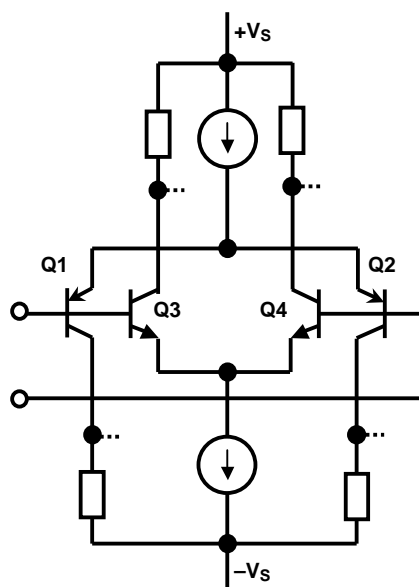
Для многих приложений с одним источником питания требуется, чтобы входной сигнал достигал только одной из двух шин, обычно «земли». Хорошим примером этого являются приложения, связанные с измерением в первичных или вторичных силовых цепях. Усилители, которые будут работать при нулевом напряжении на входе, достаточно легко создать, используя дифференциальные пары *p-n-p* транзисторов (или *n*-канальные JFET пары), как показано на Рис.3.19. Диапазон входных синфазных сигналов такого каскада достигает значения приблизительно на 200 мВ ниже отрицательной шины источника питания и на 1 В ниже положительной.



**Рис.3.19. Конфигурации входных каскадов, позволяющих входному сигналу опускаться до отрицательной шины питания.**

Входной каскад можно так же строить на  $n-p-n$  транзисторах (или  $p$ -канальных JFET пар), в этом случае входной синфазный сигнал будет достигать положительной шины питания и будет на 1 В выше отрицательной. Такое требование типично для приложений, связанных с измерением тока в первичных силовых цепях на низких частотах. Входные каскады OP282/OP482 используют  $p$ -канальные JFET пары, и входной синфазный сигнал достигает положительной шины питания. Прочие схемотехнические топологии для измерения в первичных силовых цепях (как в AD626) используют для ослабления синфазного сигнала прецизионные резисторы.

Входные каскады с действительной технологией «от питания до питания» требуют применения двух сложных составных пар транзисторов (см. Рис.3.20), одна пара - биполярные  $n-p-n$  транзисторы (либо  $n$ -канальные JFET), другая пара -  $p-n-p$  транзисторы (либо  $p$ -канальные JFET). Эти две пары имеют *разные* напряжения смещения и входные токи, и когда входной синфазный сигнал меняется, смещение и входной ток усилителя также изменяются. Фактически, когда оба источника тока активны во всем диапазоне входных синфазных сигналов, входное напряжение смещения усилителя представляет собой *среднее* напряжение смещения  $n-p-n$  и  $p-n-p$  пар транзисторов. В тех конструкциях, где источники тока переключаются в некоторой точке диапазона входного синфазного сигнала, напряжение смещения определяется  $n-p-n$  парой для сигналов в области положительной шины питания и  $p-n-p$  парой в области отрицательной шины. Следует отметить, что подобные каскады можно разрабатывать на основе КМОП транзисторов, как в случае OP250/OP450 и AD8531/8532/8534.



**Рис.3.20. Действительный каскад с технологией «от питания до питания».**

Входной ток операционного усилителя, являющийся функцией коэффициента передачи тока транзисторов, является также функцией приложенного входного синфазного напряжения, что приводит к ухудшению  $KOCC$  и изменению входного синфазного импеданса по диапазону синфазных напряжений в сравнении со стандартными усилителями с биполярным питанием. На данные характеристики следует обращать внимание при выборе ОУ такого типа, в особенности при их неинвертирующем включении. Напряжение смещения, входной ток и  $OCC$  могут быть весьма приемлемыми в одной *части диапазона* синфазных сигналов, но абсолютно неудовлетворительными в другой при переходах от  $n-p-n$  устройств к  $p-n-p$  устройствам и наоборот.



У некоторых операционных усилителей, например, семейство OP191/OP291/OP491 и OP279, порог переключения от одной пары транзисторов к другой находится при синфазном напряжении на 1 В ниже положительной шины питания.  $p-n-p$  дифференциальный входной каскад приблизительно активен от 200 мВ ниже отрицательной шины питания до 1 В ниже положительной шины. По данному диапазону синфазных сигналов напряжение смещения, входной ток, *OCC*, шумы напряжения/тока ОУ определяются, главным образом, характеристиками  $p-n-p$  транзисторной пары. Однако, при переключении входное напряжение смещения может резко измениться, из-за того что оно представляет собой среднее значение напряжений смещения  $p-n-p$  и  $n-p-n$  транзисторных пар. Входные токи усилителя изменят полярность и величину в момент включения  $n-p-n$  пары.

Операционные усилители, например, OP184/OP284/OP484, используют входной каскад с технологией «от питания до питания», в котором обе транзисторные пары  $n-p-n$  и  $p-n-p$  активны во всем диапазоне синфазных сигналов, и порога переключения не существует. Входное напряжение смещения усилителя является средним из напряжений смещения  $p-n-p$  и  $n-p-n$  каскадов.

Усилитель дает плавное изменение входного напряжения смещения по всему диапазону входного синфазного напряжения, что достигается тщательной лазерной подгонкой резисторов входного каскада. Это же происходит и со входным током. Исключение составляют крайние точки (не доходя 1 В до уровней питания), где напряжение смещения и входной ток резко изменяются вследствие открытия паразитных  $p-n$  переходов.

Когда обе дифференциальные пары транзисторов активны по всему диапазону входного синфазного напряжения, переходная характеристика усилителя более быстра в области середины диапазона синфазного сигнала (в два раза выше для биполярных транзисторов и в  $\sqrt{2}$  раз в случае JFET транзисторов). Переходная проводимость входного каскада определяет скорость нарастания выходного напряжения и частоту единичного усиления усилителя, следовательно, время отклика слегка уменьшится в крайних точках диапазона синфазного сигнала, когда, либо  $p-n-p$  каскад (сигнал приближается к положительной шине питания), либо  $n-p-n$  каскад (сигнал идет в сторону отрицательной шины) вводятся в режим отсечки. Пороги, при которых переходная проводимость изменяется, отстоят приблизительно на 1 В от каждой шины питания.

По этой причине для приложений, требующих действительных входов «от питания до питания», следует тщательно оценивать операционный усилитель с тем, чтобы отобранные усилители гарантировали нужные для работы: входное напряжение смещения, входной ток, *OCC* и шумы (тока и напряжения).

### Выходные каскады ОУ с однополярным питанием

Выходные каскады первых операционных усилителей представляли собой  $n-p-n$  эмиттерные повторители с источниками тока или резисторами на «землю», как показано в левой части Рис.3.21. В действительности, скорости нарастания получались выше для положительных перепадов сигналов, нежели для отрицательных. В то время как современные операционные усилители имеют пуш-пульные выходные каскады различного типа, многие из них обладают асимметричностью и имеют скорость нарастания выходного сигнала в одну сторону выше, чем в другую. Асимметрия вводит искажения в сигналы переменного тока и проистекает из технологического процесса, дающего более быстрые  $n-p-n$  транзисторы, чем  $p-n-p$  транзисторы. Асимметрия может также привести к тому, что выходной сигнал будет приближаться к одной из шин питания ближе, чем к другой.



Для многих приложений требуется, чтобы выходной сигнал достигал только одной шины, обычно отрицательной («земли» в системах с однополярным питанием). Резистор на отрицательной шине позволит выходу приблизиться к данной шине (при условии, что импеданс нагрузки достаточно высок или нагрузка подключается к этой же шине), но весьма медленно. Использование источника тока на полевом транзисторе вместо резистора позволит увеличить скорость, но при этом увеличится сложность каскада.

В новом комплементарном биполярном процессе (CB) возможно получение согласованных высокоскоростных *p-n-p* и *n-p-n* транзисторов. Каскад с комплементарным эмиттерным повторителем показан справа на Рис.3.21, он имеет много преимуществ, включая низкое выходное сопротивление. Однако, размах выходного напряжения не достигает обеих шин питания на величину падения напряжения на эмиттер-базовых переходах транзисторов. При работе с однополярным питанием +5 В динамический диапазон выхода составляет обычно +1 В .. +4 В.

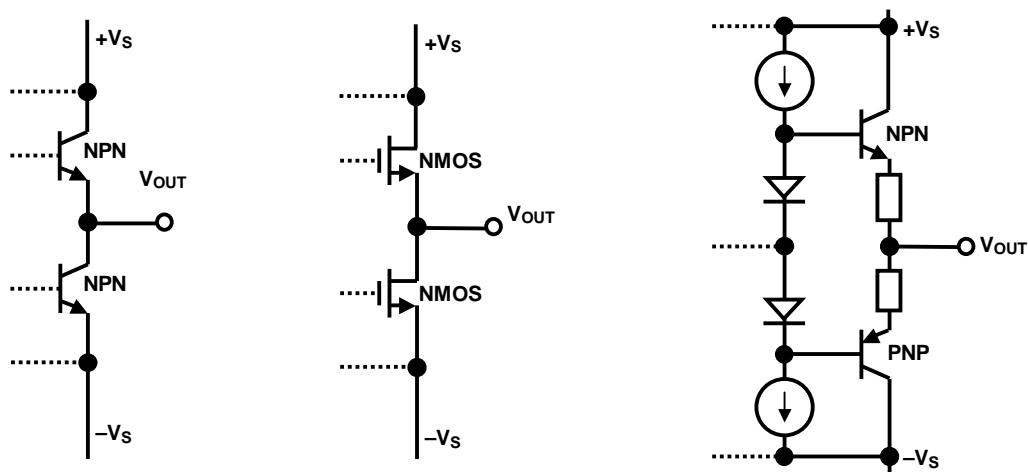


Рис.3.21. Традиционные выходные каскады.

Выходные каскады на комплементарных транзисторах «общий - эмиттер // общий - исток», показанные на Рис.3.22, позволяют выходу подойти совсем близко к шинам питания, но данные каскады имеют существенно больший импеданс в разомкнутом состоянии по сравнению с эмиттерными повторителями. На практике, однако, местное замыкание обратной связи дает низкий выходной импеданс, в особенности на частотах ниже 10 Гц.

Комплементарный каскад с общим эмиттером (левая схема на Рис.3.22) не может обеспечить размах выхода до шин питания на величину напряжения насыщения ( $V_{CESAT}$ ). При малых токах нагрузки (менее 100 мкА) насыщение может составить от 5 до 10 мВ, при увеличении тока нагрузки насыщение может возрасти до нескольких сотен милливольт (при 50 мА – 500 мВ).

С другой стороны, картина похожа и для комплементарного каскада на КМОП JFET элементах, которые дают выход до шин питания только без нагрузки. При наличии вытекающего или втекающего тока выходное напряжение уменьшится на величину падения на сопротивлении открытого канала транзистора (около 100Ω для прецизионных операционных усилителей и 10Ω для операционных усилителей с высокой нагрузочной способностью).

По этой причине, очевидно, что не существует такого каскада в природе, как каскад с действительным выходом «от питания до питания», следовательно, заголовок Рис.3.22 (Выходные каскады с выходом почти «от питания до питания») отражает истинное положение вещей.

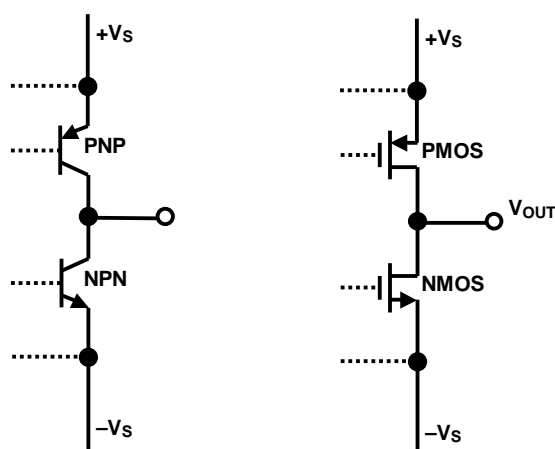


Рис.3.22. Каскады с выходом почти «от питания до питания».

Рис.3.23 суммирует рабочие характеристики ряда операционных усилителей с однополярным питанием, пригодных для прецизионных приложений. Устройства перечисляются в порядке возрастания тока от источника питания. Для сравнения версий сдвоенных и счетверенных устройств приводится характеристика нормированного тока на один усилитель  $I_{SY}/\text{усилитель}$ . Приводится диапазон входных и выходных напряжений (при питании +5В). Входные напряжения (0, 4 В) для *p-n-p* входных пар, исключая AD820/822/824 с *n*-канальными JFET на входе. Выходные каскады с *n-p-n* эмиттерными повторителями и источниками тока «от земли» обозначаются как «5 мВ, 4 В» (OP193/293/493, OP113/213/413). Выходные каскады, обозначаемые как «R/R» используют КМОП схему с общим истоком (OP181/281/481) или как *CB* схему с общим эмиттером (OP196/296/496, OP191/291/491, OP184/284/484, AD820/822/824).

В заключение следует указать, что при выборе ОУ для однополярных приложений «от питания до питания» следует учитывать следующие моменты:

*Первое, входное напряжение смещения и входной ток являются функцией приложенного синфазного напряжения (для ОУ с «действительным значением от питания до питания»). Устройства, использующие этот класс ОУ, следует проектировать так, чтобы минимизировать результирующие ошибки. Инверсное включение с виртуальной «землей» на прямом входе ОУ предотвращает появление ошибок, поддерживая величину синфазного напряжения на входе постоянной. Если инверсное включение операционного усилителя невозможно, следует использовать ОУ, подобные OP184/284/484, которые не имеют порога переключения по синфазному входному напряжению.*

Устройство, №	$V_{OS}$ , макс [мкВ]	ТК [мкВ/°С]	$A_{VOL}$	Шум 1 КГц [нВ/√Гц]	Вход	Выход	$I_{SY}/U_C$ [мкА]
OP181/281/481	1500	10	5M	70	0, 4 В	«R/R»	4
OP193/293/493	75	0.2	200K	65	0, 4 В	5 мВ, 4 В	15
OP196/296/496	300	1.5	150K	26	R/R	«R/R»	50
OP191/291/491	700	1.1	25K	35	R/R	«R/R»	400
*AD820/822/824	400	2	500K	16	0, 4 В	«R/R»	800
OP184/284/484	65	0.2	50K	3.9	R/R	«R/R»	1250
OP113/213/413	125	0.2	2M	4.7	0, 4 В	5 мВ, 4 В	1750

ПРИМЕЧАНИЕ: \* Вход JFET

Спецификация для  $+25^{\circ}\text{C}$ ,  $V_S = +5\text{В}$ , если не оговаривается отдельно.

**Рис.3.23. Рабочие характеристики прецизионных ОУ с однополярным питанием.**

*Второе, так как входные токи не всегда малы и могут иметь различную полярность, следует очень тщательно выбирать выходной импеданс источника сигнала, для минимизации дополнительной ошибки из-за напряжения смещения, наведенного этими токами. При этом рассмотрите возможность использования операционного усилителя с плавно меняющимися входными токами по всему диапазону входного синфазного напряжения.*

*Третье, выходной каскад операционного усилителя с технологией «от питания до питания» имеет усиление, зависящее от величины нагрузки, что влияет на РКП усилителя и, следовательно, на точность усиления при замкнутой петле обратной связи. В прецизионных приложениях операционных усилителей с РКП более 30000 при нагрузке не менее 10 К $\Omega$  являются достойным выбором. Для приложений, не требующих диапазона «от питания до питания», можно выбрать семейство операционных усилителей ОР113/ОР213/ОР413 и ОР193/ОР293/ОР493 с усилением по постоянному току 200000 или более.*

*И последнее, в независимости от того, какие требования предъявляются, диапазон выходных сигналов «от питания до питания» является функцией элементов выходного каскада усилителя и тока нагрузки. На величину динамического диапазона влияют: напряжение насыщения и сопротивление насыщения в случае биполярных транзисторов и сопротивление канала во включенном состоянии в случае КМОП каскада.*

### Технология производства ОУ

На Рис.3.24 приводится широкий спектр процессов, используемых при производстве операционных усилителей. Первые операционные усилители делались по стандартной *NPN* биполярной технологии. При этом *PNP*-транзисторы получались низкочастотными и использовались в основном для построения генераторов тока и сдвига уровней.

Существенная гибкость при создании схем на операционных усилителях была реализована с появлением высокоскоростных согласованных *PNP*-транзисторов. Данные комплементарные биполярные процессы (*CB*) широко используются в современных прецизионных, а так же в широкополосных операционных усилителях. Высокоскоростные *PNP*-транзисторы имеют граничные частоты, составляющие более половины величины граничных частот *NPN*-транзисторов.

Добавление *JFET* транзисторов в операционные усилители, выполненных по комплементарной биполярной технологии даст операционные усилители с (*CBFET*) процессом, который характеризуется высоким входным сопротивлением. Данные усилители пригодны для таких приложений как электрометрические или фотодиодные предусилители.

КМОП (*CMOS*) операционные усилители, за малым исключением, обычно имеют достаточно большие напряжения смещения, их температурные дрейфы и шумовые напряжения. Однако, их входные токи весьма малы. Усилители обладают малым током потребления и стоимостью, однако, улучшенные технические характеристики можно получить от устройств с *BiFET* и *CBFET* технологиями.

Добавление биполярных или комплементарных устройств к КМОП процессу (*BiMOS* или *SBCMOS*) даст операционный усилитель большей гибкости, линейности и меньшей потребляемой мощности. Биполярные элементы обычно используются во входных

каскадах для увеличения усиления и линейности, а КМОП устройства в выходном каскаде для обеспечения динамического диапазона «от питания до питания».

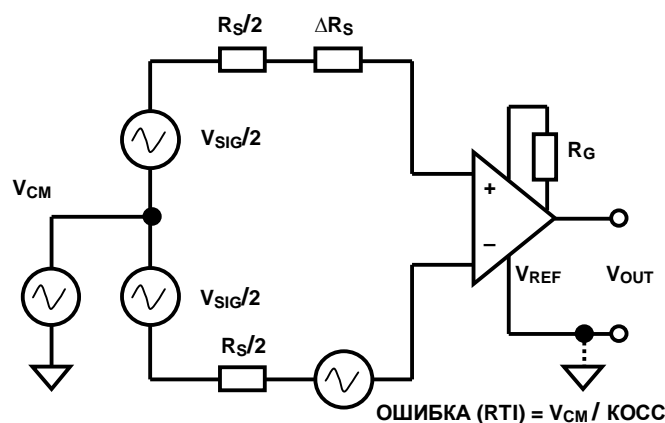
В заключение следует отметить, что существует универсального процесса, оптимального для всех ОУ. Выбор типа ОУ зависит от конкретного приложения.

- ◆ Биполярные ОУ (на основе *NPN*): все началось именно с этих устройств!
- ◆ Комплиментарные биполярные ОУ (*CB*): «от питания до питания», прецизионные, высокоскоростные
- ◆ Биполярные + JFET (*BiFET*): высокий входной импеданс, высокоскоростные
- ◆ Комплиментарные биполярные + JFET (*CBFET*): высокий входной импеданс, «от питания до питания», высокоскоростные
  
- ◆ Комплиментарные MOSFET (*CMOS, КМОП*): низкая стоимость, низкие технические характеристики
- ◆ Биполярные + КМОП (*BiCMOS*): биполярный входной каскад улучшает линейность, низкое потребление, выход «от питания до питания»
- ◆ Комплиментарный биполярный + КМОП (*CBCMOS*): вход и выход «от питания до питания», высокая линейность, низкое потребление

**Рис. 3.24. Обзор технологических особенностей ОУ.**

## Инструментальные усилители

Инструментальный усилитель представляет собой блок с замкнутой обратной связью, который имеет дифференциальный вход и однополярный выход по отношению к опорной точке устройства (см. Рис.3.25). Входные импедансы плеч сбалансированы и высоки –  $1 \text{ Г}\Omega$  и выше. В противоположность операционному усилителю, резисторы обратной связи инструментального усилителя отвязаны от сигнальных входов. Коэффициент передачи инструментального усилителя устанавливается либо с помощью внутренних резисторов, либо подключением внешних через выводы микросхемы. Диапазон изменения коэффициента передачи инструментального усилителя лежит в области  $1 \dots 10000$ .

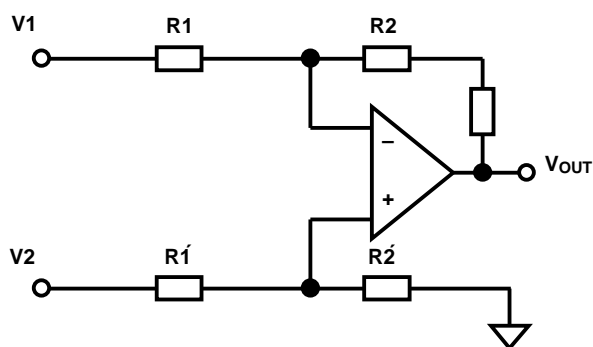


**Рис.3.25. Инструментальный усилитель.**

Для обеспечения эффективной работы необходимо, чтобы инструментальный усилитель усиливал микровольтовые входные сигналы, ослабляя одновременно вольтовые синфазные сигналы. Для этого требуется, чтобы ослабление синфазного сигнала инструментального усилителя было от 70 дБ до 100 дБ, причем, чем выше усиление, тем выше *ОСС*.

Следует отметить, что для большинства практических приложений спецификации *ОСС* по постоянному току недостаточно. Для промышленных приложений наиболее общим источником наводки являются силовые цепи промышленной частоты 50/60 Гц. Гармоники промышленной частоты могут также составить значительную проблему. При дифференциальных измерениях этот тип помехи обычно порождает синфазные сигналы. По этой причине спецификация *ОСС* по переменному току более важна, чем по постоянному. Дисбаланс выходных импедансов источников сигналов может ухудшить *ОСС* некоторых типов инструментальных усилителей. ADI полностью специфицирует *ОСС* для своих усилителей на частотах 50/60 Гц при дисбалансе импедансов источников сигналов в  $1 \text{ К}\Omega$ .

*ОСС* операционных усилителей на низкой частоте, включенных по схеме «вычитателя» (см. Рис.3.26), обычно является функцией точности окружающих его резисторов, а не собственно операционного усилителя. Рассогласование в отношении величин резисторов всего лишь в 0.1% уменьшит значение *ОСС* по постоянному току до 66 дБ. Другая проблема применения простого вычитателя на операционном усилителе состоит в том, что входные импедансы относительно низки и несбалансированы. Так входной импеданс со стороны  $V1$  составляет  $R1$ , а со стороны  $V2$  равен  $R1' + R2'$ . Данная конфигурация может быть весьма проблематичной с точки зрения *ОСС*, так как даже малая разница в импедансах источников (около  $10\Omega$ ) ограничит рабочую величину *ОСС*.



$$OCC = 20 \cdot \log_{10} \left[ \frac{1 + \frac{R2}{R1}}{Kr} \right]$$

где,  $Kr$  – общая ошибка  $R2 - R1$

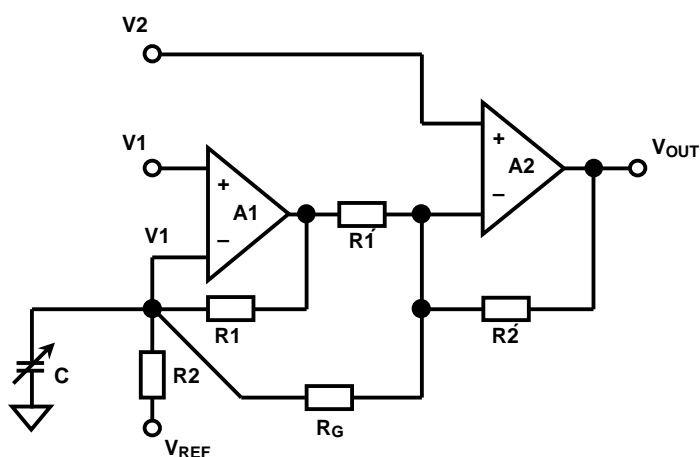
$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \cdot \frac{R2}{R1}$$

для высокого  $OCC$  критично выполнение  $\frac{R2}{R1} = \frac{R2'}{R1'}$

Рис.3.26. Вычитатель на операционном усилителе.

### Схемы инструментальных усилителей

На Рис.3.27 показана схема инструментального усилителя на двух операционных усилителях, обходящая некоторые недостатки простого вычитателя. Для лучшего согласования в большинстве случаев используются двойные интегральные микросхемы. Коэффициент передачи инструментального усилителя можно устанавливать внешним резистором  $R_G$ . Входной импеданс схемы большой, что позволяет иметь высокий и несбалансированный выходной импеданс источников сигналов.  $OCC$  по постоянному току ограничивается рассогласованием отношений  $R1/R2$  и  $R1'/R2'$ . Если имеет место рассогласование любого из четырех резисторов, то  $OCC$  на постоянном токе ограничивается величиной:



$$OCC = 20 \cdot \log_{10} \left[ \frac{GAIN \times 100}{\% \text{ошибка}} \right]$$

$$G = 1 + \frac{R2}{R1} + \frac{2 \cdot R2}{R_G}$$

$$V_{OUT} = (V_2 - V_1) \cdot \left[ 1 + \frac{R2}{R1} + \frac{2 \cdot R2}{R_G} \right] + V_{REF}$$

для высокого  $OCC$  критично выполнение  $\frac{R2}{R1} = \frac{R2'}{R1'}$

**Рис.3.27. Инструментальный усилитель на двух ОУ.**

Существует очевидное преимущество данной схемы благодаря способу усиления сигнала. Усиление пропорционально увеличивает *OCC*.

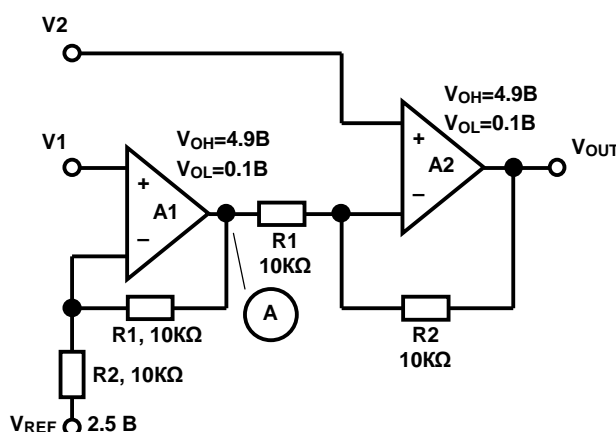
Интегральные инструментальные усилители особенно хороши в условиях согласования отношения сопротивлений и согласования температурных коэффициентов резисторов, определяющих коэффициент передачи. Тонкопленочные резисторы, формируемые на кремнии, имеют начальный разброс  $\pm 20\%$ , после лазерной подгонки разброс уменьшается до  $0.01\%$  ( $100 \text{ ppm}$ ). К тому же относительный температурный коэффициент тонкопленочных резисторов весьма мал, менее  $3 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$  ( $0.0003\%/^\circ\text{C}$ ).

При использовании биполярного питания  $V_{REF}$  обычно подключают прямо на «землю». При однополярном питании  $V_{REF}$  подключают к малоимпедансному источнику напряжения, равному половине питания. Усиление до узла «А» равно  $R1/R2$ , а от «А» до выхода -  $R2'/R1'$ . Предполагая точное согласование резисторов, коэффициент передачи от  $V_{REF}$  до выхода составит единицу. Отметим, что точка подключения  $V_{REF}$  должна иметь очень низкий импеданс, иначе *OCC* ухудшится.

Главный недостаток данной схемы состоит в том, что диапазон входных синфазных напряжений должен быть согласован с усилением. Усилитель *A1* должен усилить сигнал  $V1$  в  $(1+R2/R1)$  раз. Если  $R1 \gg R2$  (при малом усилении – Рис.3.27), *A1* будет насыщен, и если синфазный сигнал очень велик, то он не оставит места для нужного дифференциального сигнала. Для высокого усиления ( $R1 \ll R2$ ) существует больше места в узле «А», что допускает большую величину входного синфазного напряжения.

*OCC* по переменному току данной конфигурации обычно хуже, поскольку сигнал от  $V1$  до  $V_{OUT}$  приобретает дополнительный фазовый сдвиг из-за *A1*. К тому же оба усилителя работают с разными замкнутыми коэффициентами передачи (следовательно, и с различными полосами). Как показано на рисунке, добавление малого подстроечного конденсатора «С» несколько улучшает *OCC* по переменному току.

На Рис.3.28 показана схема с низким усилением ( $G = 2$ ), однополярным питанием и без  $R_G$ . Синфазный и дифференциальный входные сигналы должны быть ограничены до величин, не насыщающих *A1* или *A2*. В приведенном примере операционные усилители остаются линейными в пределах  $0.1 \text{ В}$  до шин питания, а нижний и верхний пределы обозначены, соответственно,  $V_{OH}$  и  $V_{OL}$ . Используя равенство, рассчитаем диапазон для  $V1$  от  $1.3 \text{ В}$  до  $2.4 \text{ В}$  без насыщения *A1*. ( $V_{REF}$  подключен к среднему потенциалу между  $V_{OH}$  и  $V_{OL}$  - плюс  $2.5 \text{ В}$ ).



$$V_{REF} = \frac{V_{OH} + V_{OL}}{2}$$

**Рис.3.28. Ограничения при однополярном питании:  $V_S = +5\text{В}$ ,  $G = 2$ .**

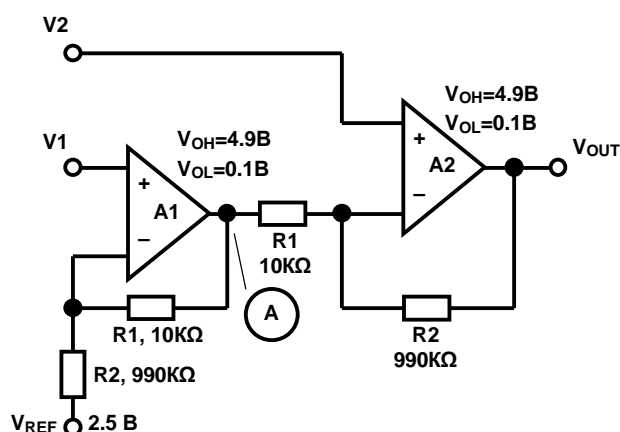


$$V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OL} + V_{REF}] \geq 1.3B$$

$$V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OH} + V_{REF}] \leq 3.7B$$

$$[V_2 - V_1]_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 2.4B$$

На Рис.3.29 приводится схема инструментального усилителя на двух ОУ с высоким ( $G = 100$ ) усилением и однополярным питанием. Используя те же равенства, отметим, что теперь  $V_1$  будет лежать в пределах от 0.124 В до 4.876 В. (опорное напряжение 2.5 В).



**Рис.3.29. Ограничения при однополярном питании:**  $V_s = +5B$ ,  $G = 100$ .

$$V_{1,MIN} \geq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OL} + V_{REF}] \geq 0.124B$$

$$V_{1,MAX} \leq \frac{1}{G} [(G-1) \cdot V_{OH} + V_{REF}] \leq 4.876B$$

$$[V_2 - V_1]_{MAX} \leq \frac{V_{OH} - V_{OL}}{G} \leq 0.048B$$

Приведенные выше рассуждения показывают, что вне зависимости от усиления, инструментальный усилитель на двух ОУ при однополярном питании не позволит работать с нулевым синфазным сигналом на входе. Данный недостаток можно преодолеть, используя схему, реализованную в инструментальном усилителе AD627 (см. Рис.3.30). Каждый операционный усилитель состоит из входного PNP эмиттерного повторителя и усилительного каскада, обозначаемых как  $Q1/A1$  и  $Q2/A2$ , соответственно. Транзисторы сдвигают входные сигналы в «плюс» приблизительно на 0.5 В, что обеспечивает возможность синфазному входному напряжению опуститься на 0.1 В ниже отрицательной шины источника питания. Максимально допустимое положительное входное напряжение будет на 1 В ниже положительной шины источника.

Инструментальный усилитель AD627 дает динамический диапазон выходных сигналов «от питания до питания» и работает в широком диапазоне питающих напряжений (от +2.7 В до  $\pm 18$  В). Без внешнего резистора  $R_G$  усиление равно пяти. С помощью внешнего резистора можно довести усиление до тысячи.  $OCC = 85$  дБ на частоте 60 Гц и дисбалансе выходных сопротивлений источников сигналов 1 КГц при однополярном питании и  $G = 5$ .

Частотная характеристика *OCC* AD627 - плоская для более высоких частот, чем можно было бы достигнуть для стандартных инструментальных усилителей на двух ОУ. Детальные технические спецификации можно найти по адресу <http://www.analog.com>. Основные характеристики AD627 приведены на Рис.3.31.

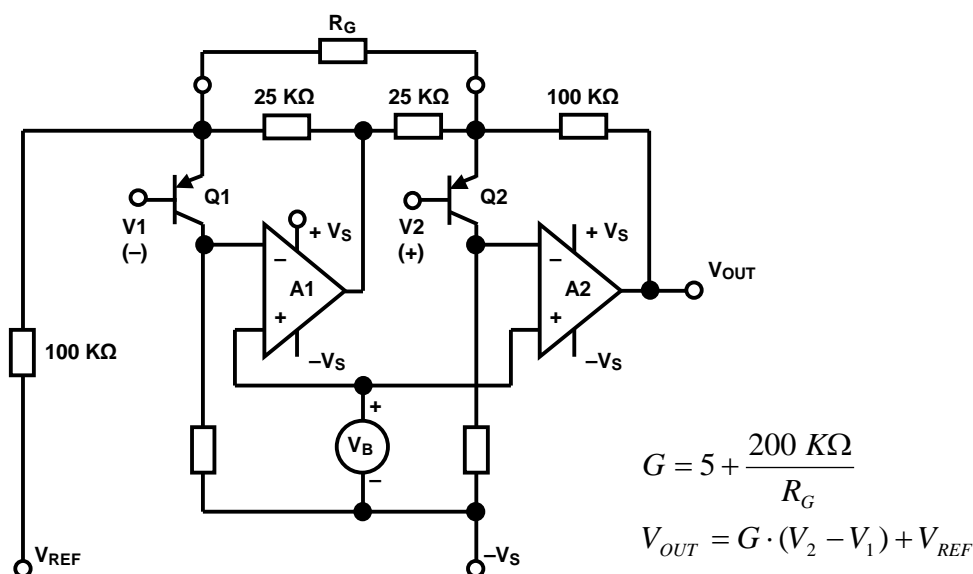


Рис. 3.30. Архитектура ИУ AD627.

- ◆ Широкий диапазон питающих напряжений: +2.7 В .. ±18 В
- ◆ Диапазон входных напряжений: от  $-V_S = 0.1$  В до  $+V_S = 1$  В
- ◆ Ток потребления: 85 мкА
- ◆ Диапазон коэффициентов передачи: 5 .. 1000
- ◆ Максимальное входное напряжение смещения (AD627B): 75 мкВ
- ◆ Максимальный ТК напряжения смещения (AD627B): 100ppm/°C
- ◆ Нелинейность усиления: 10ppm
- ◆ *OCC*: 85 дБ @ 60 Гц, 1кΩ дисбаланса источников сигналов ( $G = 5$ )
- ◆ Входное напряжение шумов: 3 мкВ ( $p-p$ ), 0.1 Гц .. 10 Гц ( $G = 5$ )

Рис. 3.31. Основные характеристики ИУ AD627.

На Рис.3.32 приводится архитектура инструментального усилителя на трех ОУ с высокоимпедансными и действительно сбалансированными входами. Усиление инструментального усилителя устанавливается с помощью  $R_G$ , который может быть внутренним, внешним, изменяемым программно или по выводам микросхемы. В данной конфигурации *OCC* зависит от согласованности отношений  $R_3/R_2$  и  $R_3'/R_2'$ . Коэффициент передачи синфазного сигнала равен единице (через  $R_G$  не текут токи, обусловленные синфазным напряжением на входе). Таким образом, теоретически *OCC* растет прямо пропорционально усилению.

Можно прикладывать синфазные сигналы большой величины при любом усилении (учитывая пределы  $A_1$  и  $A_2$ ). Наконец, вследствие симметрии конфигурации, ошибки входных усилителей из-за синфазных сигналов эффективно ликвидируются вычитателем.

Все указанное объясняет популярность инструментального усилителя на трех операционных усилителях.

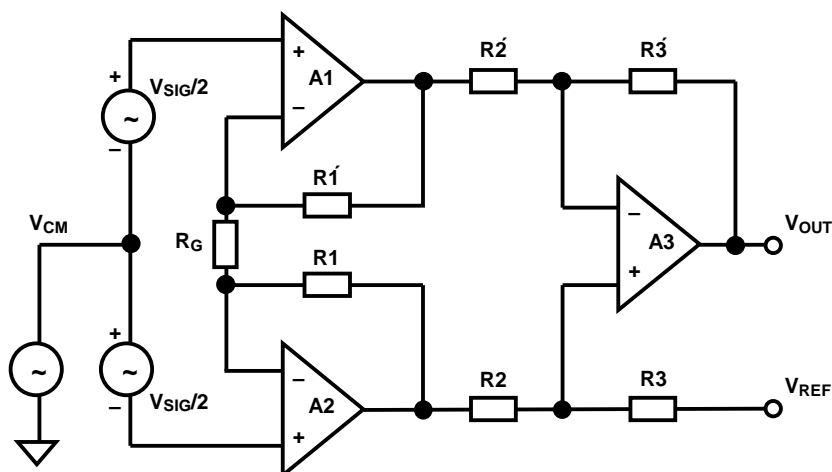


Рис. 3.32. Инструментальный усилитель на трех ОУ.

$$V_{OUT} = V_{SIG} \cdot \frac{R3}{R2} \cdot \left[ 1 + \frac{2R1}{R_G} \right] + V_{REF}$$

$$OCC \leq 20 \cdot \log_{10} \left[ \frac{GAIN \times 100}{\% \text{ ошибки}} \right] \quad \text{если } R2 = R3, \quad G = 1 + \frac{2R1}{R_G}$$

Классическая конфигурация из трех операционных усилителей используется в ряде монолитных интегральных схем (ИС). Кроме прекрасного согласования усилителей, тонкопленочные резисторы, подогнанные с помощью лазера, обеспечивают высокую степень согласования при меньшей стоимости, в сравнении с дискретными компонентами. На Рис.3.33 приведен пример упрощенной схемы ИУ AD620.

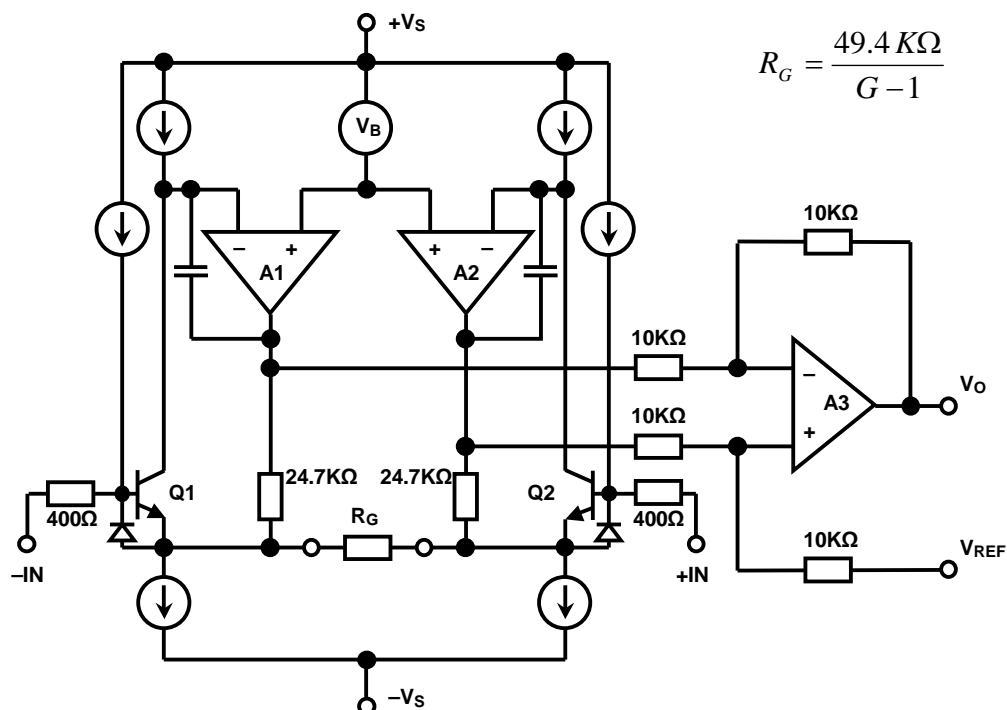


Рис. 3.33. Упрощенная схема ИУ AD620.

AD620 специфицируется для диапазона питающих напряжений от  $\pm 2.3$  В до  $\pm 18$  В. Входное напряжение шумов составляет всего  $9 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}$  при 1 КГц. Благодаря входным супер-бета транзисторам, входной ток составляет всего 1 нА.

С помощью внутренних  $400\Omega$  токоограничивающих резисторов и эмиттер-базовых диодов обеспечивается защита входов от выбросов. Усиление задается единственным внешним резистором  $R_G$ . Соответствующие внутренние резисторы подогнаны так, чтобы с помощью 1% или 0.1% внешних резисторов можно было получить стандартную сетку коэффициентов передачи.

Как и в случае инструментального усилителя на двух ОУ, при работе с однополярным питанием необходимо четко представлять распределение внутренних узловых потенциалов. На Рис.3.34 показана обобщенная схема инструментального усилителя с однополярным питанием +5 В. На схеме обозначены максимально допустимое напряжение ( $V_{OH}$ ) и минимально допустимое напряжение ( $V_{OL}$ ). Отметим, что усиление синфазного напряжения до выходов A1 и A2 составляет единицу, и что сумма синфазного напряжения и напряжения сигнала на этих выходах должна находиться в области допустимых выходных напряжений усилителя. Очевидно, что схема не может работать с синфазными напряжениями 0 В и +5 В из-за насыщения A1 или A2. Как и в предыдущем случае, опорное напряжение устанавливается в посередине между  $V_{OH}$  и  $V_{OL}$  для возможности работы с биполярными входными сигналами.

В то время как существует достаточное число прецизионных операционных усилителей с однополярным питанием, как OP213, OP241 и OP284, и несколько качественных инструментальных усилителей, ИУ с высокими эксплуатационными характеристиками все еще специфицируются для биполярного питания.

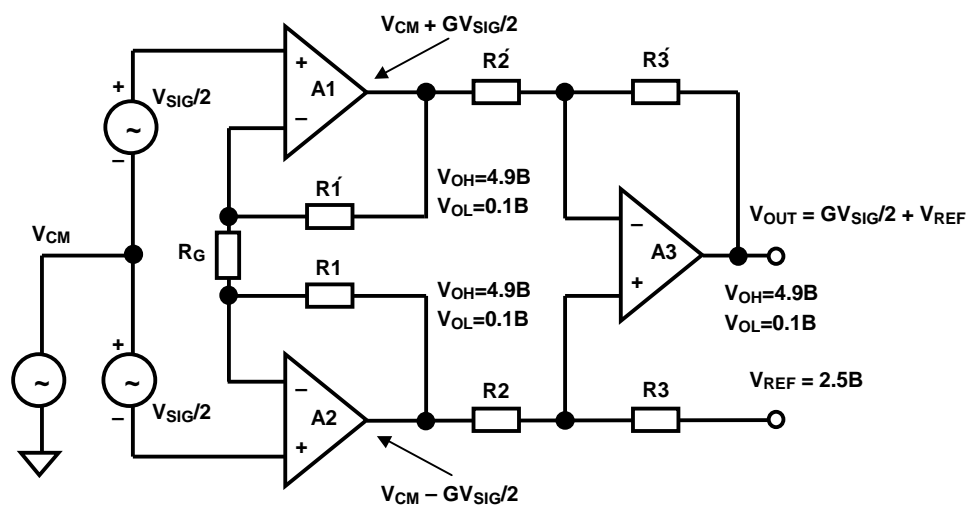
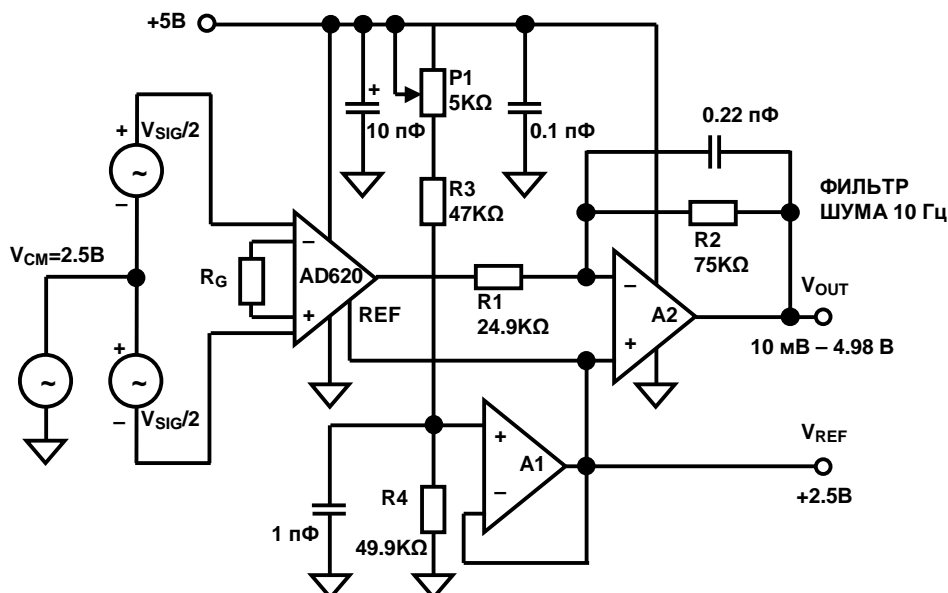


Рис.3.34. Ограничения для ИУ на трех ОУ при однополярном питании +5В.

Один из способов сохранить высокую точность при однополярном питании состоит в том, что некоторые наиболее популярные датчики (напр. деформации) дают выходные сигналы приблизительно в середине диапазона питания, при этом не требуется, чтобы входы усилителя работали при напряжениях на шинах питания (0, питание).

При таких условиях прецизионное по постоянному току устройство можно получить из инструментального усилителя биполярного питания с опорным входом, смещенным на половину питания, за которым следует ОУ с динамическим диапазоном выхода «от питания до питания». Рис.3.35 демонстрирует данное решение для питания +5 В. В этой схеме используется недорогой прецизионный ИУ AD620 на входе и сдвоенный JFET ОУ AD822 с выходом «от питания до питания».

Делитель  $R3$  и  $R4$  устанавливает среднюю точку питания  $+2.5$  В, плавно подстраиваемую потенциометром  $P1$ . Данное напряжение буферизуется  $1/2$  операционного усилителя  $A2$  и подается (с малым импедансом) на опорный вход инструментального усилителя. Опорный вход AD620 имеет входное сопротивление  $10$  К $\Omega$  при токе до  $200$  мкА. Другая половина AD822 включена инвертором с усилением 3 с тем, чтобы можно было дать на выходе  $\pm 2.5$  В «от питания до питания», при том, что от AD620 требуется всего  $\pm 0.83$  В. При этом, гарантируется весьма высокая линейность такого устройства. Отметим, что выходное напряжение следует измерять по отношению к  $+2.5$  В опорного напряжения, а не относительно «земли».



**Рис. 3.35. Прецизионный составной ИУ с однополярным питанием и выходом «от питания до питания».**

Общее выражение для усиления этого составного инструментального усилителя является произведением коэффициентов усиления AD620 и инвертирующего усилителя:

$$G = \left[ \frac{49.4 \text{ K}\Omega}{R_G} + 1 \right] \cdot \left[ \frac{R2}{R1} \right]$$

Для данного примера общий коэффициент передачи - 10 получен при ближайшем стандартном значении  $R_G = 21.5$  К $\Omega$ . В таблице (Рис.3.36) суммируются рабочие соотношения от величины  $R_G$ .

В данном приложении для сохранения линейности входные сигналы должны лежать в пределах  $+2$  В ..  $+3.5$  В. Например, при полном усилении 10 и диапазоне синфазных напряжений  $2.25$  В ..  $3.25$  В остается резерв  $\pm 0.25$  В, чтобы входной дифференциальный сигнал обеспечил на выходе  $\pm 2.5$  В от  $V_{REF}$ .

Для буферного каскада было выбрано инвертирующее включение с тем, чтобы обеспечить подстройку выходного напряжения смещения путем подачи тока на вход суммирования  $A2$ . Данный ток смещения можно получить с помощью внешнего ЦАП, либо с резистора, подключаемого к опорному источнику.

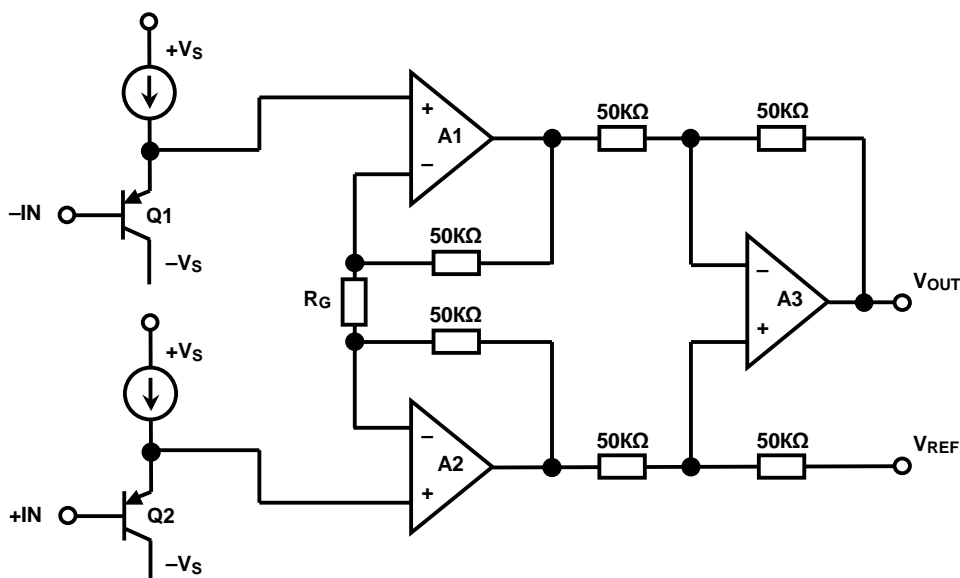
AD822 дает очень чистую переходную характеристику и низкочастотную полосу более  $100$  КГц для достижения коэффициента усиления до 300.

Отметим очень высокую линейность в диапазоне выходных напряжений от 0.1 В до 4.9 В. Рекомендуется установка конденсатора, шунтирующего резистор обратной связи  $A_2$ , для уменьшения величины полосы до требуемой для сокращения величины шума.

Усиление	$R_G$ [ $\Omega$ ]	$V_{OS}$ (RTI) [мкВ]	ТК [мкВ/°С]	Нелинейность [ppm]	Полоса [КГц]
10	21.5K	1000	1000	< 50	600
30	5.49K	430	430	< 50	600
100	1.53K	215	215	< 50	300
300	499	150	150	< 50	120
1000	149	150	150	< 50	30

**Рис.3.36. Основные характеристики прецизионного составного ИУ на AD620/AD822 с однополярным питанием +5В.**

Хорошее решение предлагается монолитным ИУ AD623 для приложений, в которых требуется работа при нулевом напряжении на входах при однополярном питании (Рис.3.37). PNP эмиттерные повторители сдвигают уровни  $Q1/Q2$ , что дает возможность входному сигналу опускаться ниже отрицательной шины на 150 мВ и не доходить 1.5 В до положительной. AD623 полностью специфицируется для однополярного питания +3 В .. +12 В и  $\pm 2.5$  В ..  $\pm 6$  В биполярного (подробности на <http://www.analog.com>).



**Рис.3.37. Архитектура AD623 - ИУ с однополярным питанием.**

- ◆ Широкий диапазон питающих напряжений: +3 В ..  $\pm 6$  В
- ◆ Диапазон входных напряжений: от  $-V_S = 0.15$  В до  $+V_S = 1.5$  В
- ◆ Максимальный ток потребления: 575 мкА
- ◆ Диапазон усиления: 1 .. 1000
- ◆ Максимальное входное напряжение смещения (AD623B): 100 мкВ
- ◆ Максимальный дрейф напряжения смещения (AD623B): 1 мкВ/°С
- ◆ Нелинейность усиления: 50ppm
- ◆ ОСС: 105 дБ @ 60 Гц, 1к $\Omega$  дисбаланса источников сигналов ( $G \geq 100$ )
- ◆ Входное напряжение шумов: 3 мкВ ( $p-p$ ), 0.1 Гц .. 10 Гц ( $G = 1$ )

**Рис.3.38. Основные характеристики ИУ AD623.**

### Источники ошибок инструментального усилителя по постоянному току

Спецификации инструментального усилителя по постоянному току и шумам несколько отличаются от спецификаций обычных операционных усилителей. Усиление ИУ обычно устанавливается посредством единственного резистора. Если резистор внешний, то его величина рассчитывается по формуле или выбирается из таблиц в технических спецификациях, в зависимости от требуемого усиления.

Подгонка абсолютной величины резисторов на пластине с помощью лазера позволяет пользователю устанавливать одним данным резистором точное значение усиления. Абсолютная точность и температурный коэффициент этого резистора напрямую влияют на точность и величину дрейфа усиления инструментального усилителя. Так как внешний резистор никогда не согласован с внутренними по температурным коэффициентам, то его следует выбирать из металлопленочных резисторов с минимальным ТКС ( $<25\text{ppm}/^\circ\text{C}$ ), предпочтительно 0.1% или лучше. Многие инструментальные усилители, часто специфицируемые для широкого диапазона усиления 1 .. 1000 или 1 .. 10000, будут работать и при более высоком усилении, но изготовители не гарантируют указанное разрешение при таком усилении. На практике, по мере уменьшения величины резистора, задающего усиление, все более заметными становятся ошибки, связанные с сопротивлением проводников. Данные ошибки вместе с шумами и дрейфами могут сделать невозможным получение столь высокого усиления в пределах одного каскада. К тому же входное напряжение смещения, переданное на выход с высоким усилением, может стать весьма заметным. Например, входное напряжение смещения 0.5 мВ станет 5 В на выходе, если усиление равно 10000. Для высокого усиления хорошей практикой является применение ИУ в качестве предусилителя, за которым следует окончательный усилитель.

В инструментальных усилителях с коэффициентом усиления, программируемым по выводам ИС (как AD621), резисторы, определяющие усиление, внутренние и хорошо взаимно согласованы, что учитывается в спецификациях точности и дрейфа усиления. Во всем остальном AD621 похож на AD620 с внешним резистором.

*Спецификация ошибки усиления* представляет собой максимальное отклонение коэффициента усиления от значения, вычисленного по формуле. Монолитные инструментальные усилители, как AD624С, имеют весьма низкую ошибку усиления, (подгонка при производстве), с максимальной величиной 0.02% при  $G = 1$  и 0.25% при  $G = 500$ , что типично для высококачественных инструментальных усилителей. Ошибка усиления растет с увеличением усиления. Если результаты далее оцифровываются и подаются на микропроцессор, становится возможным скорректировать ошибки усиления, путем измерения опорного напряжения с последующим умножением на константу.

*Нелинейность* определяется как максимальное отклонение от прямой линии на графике зависимости выходного сигнала от входного. Прямая проводится через конечные точки действительной функции передачи. Нелинейность усиления для высококачественных инструментальных усилителей обычно составляет 0.01% (100ppm) или ниже и относительно нечувствительна к усилению в рекомендуемых пределах.

Полное входное напряжение смещения инструментального усилителя состоит из двух компонент (см. Рис.3.39). Входное напряжение смещения  $V_{OSI}$  представляет собой одну такую компоненту входного смещения, которая появляется на выходе с коэффициентом передачи  $G$ . Выходное напряжение смещения  $V_{OSO}$  представляет собой компоненту независящую от усиления. При малом усилении доминирует выходное напряжение смещения, в то время как при большом усилении преобладает входное смещение. Дрейф выходного напряжения смещения специфицируется обычно при  $G = 1$  (эффект входного незначителен), в то время как дрейф входного напряжения смещения дается при высоком усилении (когда эффектом от выходного смещения пренебрегают).



Ошибка полного выходного смещения, приведенная к входу (RTI), равна  $V_{OSI} + (V_{OSO}/G)$ . В технических описаниях инструментального усилителя  $V_{OSI}$  и  $V_{OSO}$  специфицируются отдельно, или дается RTI входное напряжение смещения для нескольких величин коэффициента усиления.

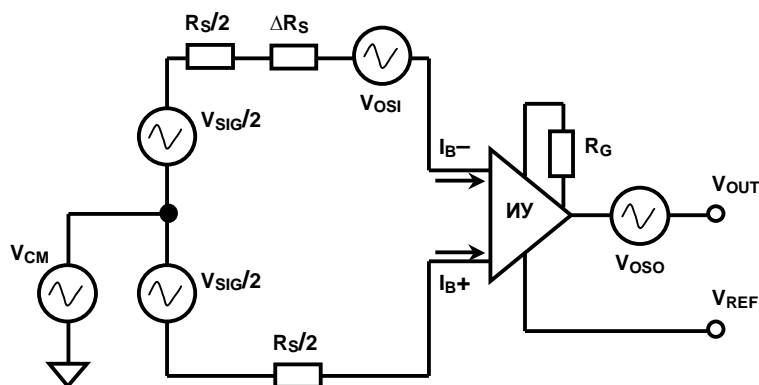


Рис.3.39. Модель напряжения смещения ИУ.

$$I_{OS} = |I_{B+} - I_{B-}|$$

$$\text{Смещение (RTI)} = \frac{V_{OSO}}{G} + V_{OSI} + I_B \Delta R_S + I_{OS} \cdot (R_S + \Delta R_S)$$

$$\text{Смещение (RTO)} = V_{OSO} + G \cdot [V_{OSI} + I_B \Delta R_S + I_{OS} \cdot (R_S + \Delta R_S)]$$

Входные токи так же могут дать ошибки смещения в цепях с инструментальным усилителем. Если сопротивления источников сигналов  $R_S$  разбалансированы на величину  $\Delta R_S$  (что имеет место в случае мостовых датчиков), то из-за входного тока появляется дополнительная ошибка входного напряжения смещения, равная  $I_B \Delta R_S$  (полагая, что  $I_{B+} \sim I_{B-} = I_B$ ). Эта ошибка появляется на выходе, умноженной на коэффициент усиления.

Ошибка, связанная с синфазным сигналом, является функцией, как усиления, так и частоты. Analog Devices специфицирует ОСС инструментального усилителя при дисбалансе импеданса источников сигнала  $1 \text{ K}\Omega$  и на частоте  $60 \text{ Гц}$ . RTI ошибка получается делением синфазного напряжения  $V_{CM}$  на КОСС.

Ослабление влияния источника (ОВИП) так же является функцией усиления и частоты. Для инструментального усилителя характеристика влияния каждого источника в отдельности является установившейся практикой. На Рис.3.40 учтены все источники ошибок по постоянному току, приведенными к входу.

Источники ошибок	Значение RTI
Точность усиления (ppm)	Точность усиления x FS на входе
Нелинейность усиления (ppm)	Нелинейность усиления x FS на входе
Входное напряжение смещения, $V_{OSI}$	$V_{OSI}$
Выходное напряжение смещения, $V_{OSO}$	$V_{OSO}/G$
Входной ток $I_B$ , текущий по $\Delta R_S$	$I_B \Delta R_S$
Входной ток смещения $I_{OS}$ , текущий по $R_S$	$I_{OS}(R_S + \Delta R_S)$
Входное синфазное напряжение $V_{CM}$	$V_{CM}/\text{КОСС}$
Изменение напряжения питания $\Delta V_S$	$\Delta V_S/\text{КОВИП}$

Рис.3.40. Ошибки ИУ по постоянному току, приведенные ко входу (RTI).

### Источники шумов инструментального усилителя

На Рис.3.41 изображена шумовая модель инструментального усилителя. Существует два источника шумового напряжения на входе. Первый источник шума  $V_{NI}$ , последовательный с входом, как для стандартного операционного усилителя. Данный шум появляется на выходе с коэффициентом передачи  $G$  инструментального усилителя. Второй источник шума - выходной шум  $V_{NO}$ , последовательный с выходом инструментального усилителя. Данный шум можно отнести к входу, разделив его на коэффициент усиления  $G$ .

Изображены два источника шума, связанные с входными шумовыми токами  $I_{N+}$  и  $I_{N-}$ . Даже если величины  $I_{N+}$  и  $I_{N-}$  равны, они не коррелированы, и поэтому их шумы следует складывать в квадратурах (*root-sum-square - RSS*).  $I_{N+}$  течет через одну половину  $R_S$ , а  $I_{N-}$  через другую. Они генерируют два шумовых напряжения с амплитудами  $I_N R_S / 2$ . Каждый из этих источников появляется на выходе инструментального усилителя с коэффициентом передачи  $G$ .

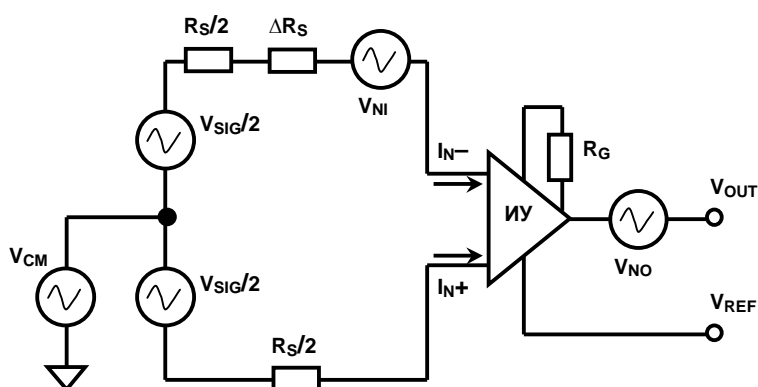


Рис.3.41. Шумовая модель инструментального усилителя.

Полный выходной шум рассчитывается по формуле:

$$\text{Шум (RTO)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_{NI}^2 + G^2 \cdot \left( V_{NO}^2 + \frac{I_{N+}^2 R_S^2}{4} + \frac{I_{N-}^2 R_S^2}{4} \right)}$$

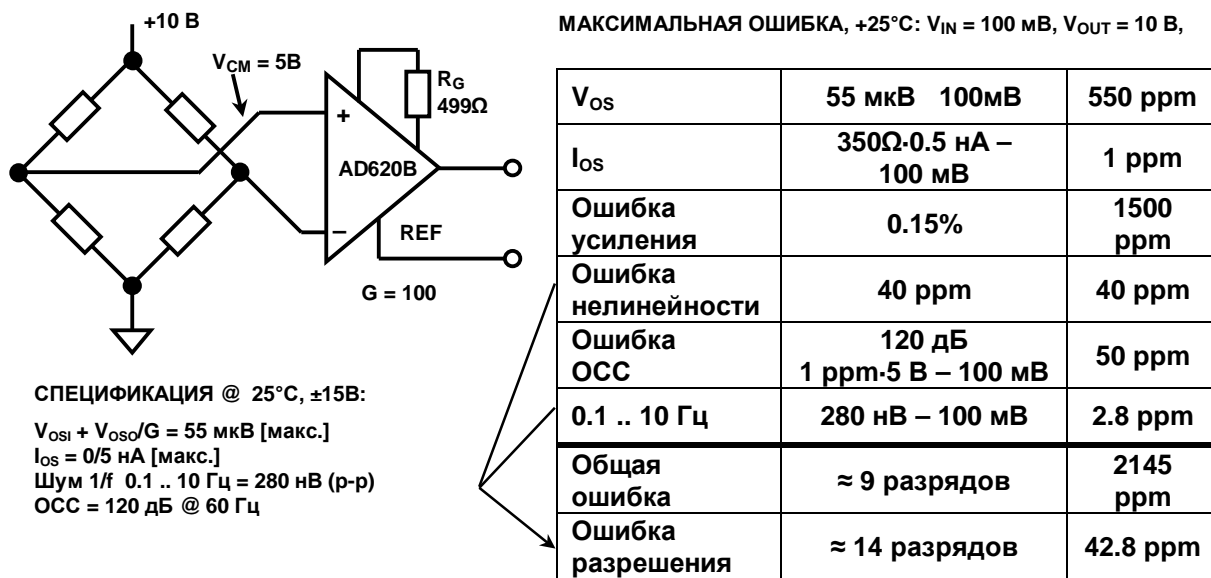
$$\text{Шум (RTO)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{V_{NO}^2 + G^2 \cdot \left( V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)}, \text{ если } I_N = I_{N+} = I_{N-},$$

$$\text{Шум (RTI)} = \sqrt{BW} \cdot \sqrt{\frac{V_{NO}^2}{G^2} + \left( V_{NI}^2 + \frac{I_N^2 R_S^2}{2} \right)}$$

В технических описаниях на инструментальные усилители часто приводится полное шумовое напряжение, приведенное к входу, как функция усиления. Спектральная плотность этого шума представляет собой вклад от обоих источников: входного ( $V_{NI}$ ) и выходного ( $V_{NO}$ ). Спектральная плотность входного тока специфицируется отдельно. Как и в случае ОУ, для вычисления величины *RMS* следует учесть все источники шумов инструментального усилителя, приведенные к входу в полосе частот, определяемой при замкнутой петле обратной связи. Полосу можно определить из спецификаций по кривым частотного отклика, как функции усиления.

Анализ бюджета ошибок ИУ с мостовым датчиком

Рис.3.42 демонстрирует 350Ω мостовой элемент нагрузки, с выходным сигналом 100 мВ при возбуждающем напряжении 10 В. Коэффициент усиления AD620 равен 100 при использовании задающего резистора 490Ω. Таблица демонстрирует вклад каждого источника ошибок в итоговую некомпенсированную ошибку 2145ppm. Ошибки ОСС, смещения и усиления можно скомпенсировать с помощью системной калибровки. Оставшиеся ошибки - нелинейность усиления и 0.1Гц .. 10Гц шум - ликвидировать калибровкой невозможно, и поэтому предел разрешения системы составит 42.8ppm (точность около 14 разрядов).



**Рис.3.42. Бюджет ошибок ИУ AD620В по постоянному току с мостовым датчиком.**

Таблицы разрешения различных измерительных усилителей

Рис.3.43 дает данные для выбора прецизионных инструментальных усилителей, изначально предназначенных для работы с биполярным питанием. Следует заметить, что AD620 может работать с однополярным питанием +5 В (см. Рис.3.35), но ни его входы, ни выход не могут работать с сигналами «от питания до питания».

	Точность усиления	Нелинейность усиления	$V_{OS}$ , [макс.]	$V_{OS}$ , ТС	ОСС [мин.]	0.1 .. 10 Гц р-р шум
AD524C	0.5% / P	100 ppm	50 мкВ	0.5 мкВ/°C	120 дБ	0.3 мкВ
AD620B	0.5% / R	40 ppm	50 мкВ	0.6 мкВ/°C	120 дБ	0.28 мкВ
AD621B <sup>1</sup>	0.05% / P	10 ppm	50 мкВ	1.6 мкВ/°C	100 дБ	0.28 мкВ
AD622	0.5% / R	40 ppm	125 мкВ	1 мкВ/°C	103 дБ	0.3 мкВ
AD624C <sup>2</sup>	0.25% / R	50 ppm	25 мкВ	0.25 мкВ/°C	130 дБ	0.2 мкВ
AD625C	0.02% / R	50 ppm	25 мкВ	0.25 мкВ/°C	125 дБ	0.2 мкВ
AMP01A	0.6% / R	50 ppm	50 мкВ	0.3 мкВ/°C	125 дБ	0.12 мкВ
AMP02E	0.5% / R	60 ppm	100 мкВ	2 мкВ/°C	115 дБ	0.4 мкВ

/P – программируются через вывод  
 /R – программируются через резистор

<sup>1</sup> G = 100  
<sup>2</sup> G = 500

**Рис.3.43. Прецизионные ИУ: данные для  $V_S = \pm 15В$ , G = 1000**

Инструментальные усилители, специально разработанные для однополярного питания, приведены на Рис.3.44. Следует заметить, что хотя спецификации на рисунке приводятся для одного +5 В питания, все усилители способны работать с одно- и биполярным питанием, что описано в технических спецификациях на устройства. Инструментальные усилители AD623/627 могут работать с однополярным +3 В питанием.

	Точность усиления	Нелинейность усиления	$V_{os}$ , [макс.]	$V_{os}$ , TC	ОСС [мин.]	0.1 .. 10 Гц р-р шум	Ток питания
AD623B	0.5% / R	50 ppm	100 мкВ	1 мкВ/°C	105 дБ	1.5 мкВ	575 мкА
AD627B	0.35% / R	10 ppm	75 мкВ	1 мкВ/°C	85 дБ	1.5 мкВ	85 мкА
AMP04E	0.4% / R	250 ppm	150 мкВ	3 мкВ/°C	90 дБ	0.7 мкВ	290 мкА
AD626B <sup>1</sup>	0.6% / P	200 ppm	2.5 мВ	6 мкВ/°C	80 дБ	2 мкВ	700 мкА

/P – программируются через вывод  
/R – программируются через резистор

дифференциальный усилитель  $G = 100$

Рис.3.44. ИУ однополярного питания: данные для  $V_s = +5V$ ,  $G = 1000$

### Защита входов ИУ от выбросов напряжения

Являясь интерфейсными усилителями в системах сбора данных, инструментальные усилители часто подвергаются перегрузкам входными напряжениями, т.е. напряжениями, превышающими динамический диапазон устройств при заданном усилении. Предел по «абсолютному максимуму» на входе, указываемый изготовителем, должен строго соблюдаться. Как и в случае операционных усилителей, абсолютный максимум входного напряжения многих инструментальных усилителей равен  $\pm V_s$  (питанию). Если необходимо, для предотвращения перегрузки используются последовательные резисторы и фиксирующие диоды Шоттки (для ограничения тока). Некоторые инструментальные усилители содержат встроенные цепи защиты в виде последовательных (тонкопленочных) резисторов или последовательных защитных полевых транзисторов (FET). Инструментальные усилители типа AMP02 и AD524 используют последовательные цепи защиты на FET транзисторах, имеющих низкий импеданс при нормальных условиях и высокий при перегрузках.

Для ограничения максимального дифференциального входного напряжения может потребоваться установка на входах инструментального усилителя подавителей напряжения (*Transient Voltage Suppressor - TVS*). Это особенно полезно в случае инструментального усилителя на трех операционных усилителях, имеющих при высоком усилении малые величины  $R_G$ . Более детально вопрос обсуждается в Разделе 10.

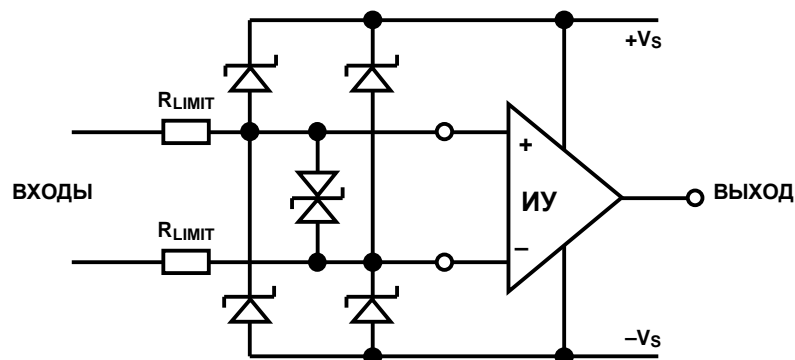


Рис.3.45. Рассмотрение входной перегрузки по напряжению для ИУ.

## Усилители, стабилизированные прерыванием

Для работы с самым минимальным смещением и дрейфом применение усилителей стабилизированных прерыванием (УП) может быть единственным решением. Лучшие биполярные усилители имеют смещение порядка 10 мкВ и дрейф 0.1 мкВ/°С. С помощью усилителей с прерыванием получаются напряжения смещения менее 5 мкВ и дрейфы, которые не поддаются измерению, хотя имеются и некоторые недостатки УП.

Основная схема усилителя стабилизированного прерыванием изображена на Рис.3.46. Когда ключи находятся в положении «Z» (автообнуление), конденсаторы  $C2$  и  $C3$  заряжаются, соответственно, до напряжения смещения входа и выхода. Когда ключи в состоянии «S» (передача, выборка),  $V_{IN}$  передается к  $V_{OUT}$  через  $R1$ ,  $R2$ ,  $C2$ , усилитель,  $C3$  и  $R3$ . Частота коммутации лежит в пределах от нескольких сотен Гц до нескольких КГц, и следует заметить, что поскольку данная система является системой с коммутацией, частота входного сигнала должна быть много меньше половины частоты коммутации для того, чтобы избежать появления ошибок из-за комбинационных частот (*aliasing*).  $R1C1$  является НЧ фильтром комбинационных частот. Предполагается, что по достижению установившегося состояния, только малая часть заряда будет переноситься во время цикла переключения.  $C4$  и  $R_L$  следует выбирать такими, чтобы уменьшение величины  $V_{OUT}$  было малым во время цикла автообнуления.

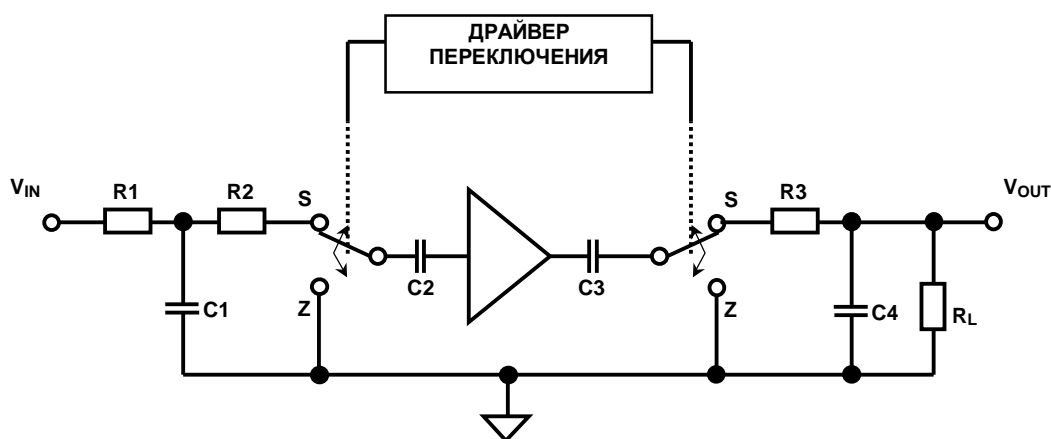


Рис.3.46. Классический усилитель с прерыванием.

Классический усилитель стабилизированный прерыванием из-за входного фильтра комбинационных частот может пропускать только очень низкие частоты. Архитектура УП, изображенная на Рис.3.47 часто используется при создании усилителей, стабилизированных прерыванием. Здесь  $A1$  - основной усилитель,  $A2$  - обнуляющий усилитель. В цикле передачи (ключи в положении «S») обнуляющий усилитель,  $A2$ , отслеживает входное напряжение смещения  $A2$  и приводит к нулю его выход, прикладывая соответствующее напряжение коррекции к выводам управления нулем  $A1$ . Заметим, тем не менее, что  $A2$  также имеет входное напряжение смещения, так что он должен сначала скорректировать собственные ошибки перед тем как обнулять смещение  $A1$ . Это производится в цикле автообнуления (ключи установлены в положение «Z»): путем кратковременного отключения  $A2$  от  $A1$ , замыкания его входов накоротко и подключения выходов к собственным выводам управления нулем. Во время цикла автообнуления напряжение коррекции для  $A1$  поддерживается  $C1$ . Аналогично  $C2$  хранит напряжение коррекции для  $A2$  в цикле передачи. В интегральных схемах современных усилителей стабилизированных прерыванием конденсаторы хранения  $C1$  и  $C2$  выполняются на том же чипе.

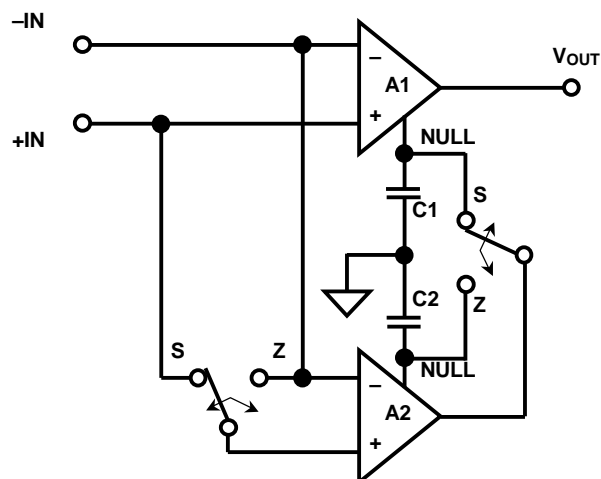
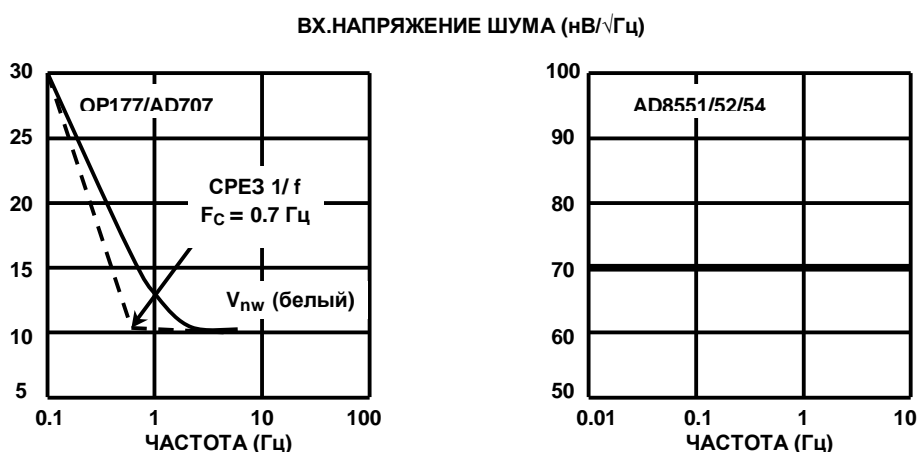


Рис.3.47. Усилитель, стабилизированный прерыванием.

Отметим, что в данной архитектуре входной сигнал всегда присутствует на выходе через *A1*. Таким образом, полоса *A1* определяет полосу пропускания для всего устройства в целом, и спектр частот входного сигнала не ограничивается половиной частоты коммутации, как в случае классического усилителя стабилизированного прерыванием. В действительности, переключение производит малые наводки на частоте коммутации, которые смешиваются с входными сигналами и дают искажения в пределах частотного диапазона. Интересно рассмотреть работу усилителя стабилизированного прерыванием в условиях низкочастотного шума вида  $1/f$ . Если частота коммутации существенно выше частоты излома входного шума  $1/f$ , УП обнуляет данный шум. Теоретически усилители, стабилизированные прерыванием не имеет шума вида  $1/f$ . Однако процесс коммутации УП дает широкополосный шум, обычно существенно больший, чем шум биполярного ОУ.



Полоса шума	Биполярные операционные усилители (OP177/AD707)	Усилители, стабилизированные прерыванием (AD8551/52/54)
0.1 Гц .. 10 Гц	0.238 мкВ (p-p)	1.45 мкВ (p-p)
0.01 Гц .. 1 Гц	0.135 мкВ (p-p)	0.46 мкВ (p-p)
0.001 Гц .. 0.1 Гц	0.120 мкВ (p-p)	0.145 мкВ (p-p)
0.0001 Гц .. 0.01 Гц	0.118 мкВ (p-p)	0.046 мкВ (p-p)

Рис.3.48. Сравнение шума: биполярного ОУ и УП

На Рис.3.48. приведен шум прецизионного биполярного операционного усилителя (OP177/AD707) в сравнении с шумом усилителя стабилизированного прерыванием (AD8551/52/54). В таблице приводятся результаты расчета шума от пика до пика для различных полос частот. Отметим, что по мере уменьшения частоты шум усилителя стабилизированного прерыванием падает, в то время как шум биполярного операционного усилителя приближается к пределу, определяемому частотой излома шумовой характеристики  $1/f$  и белым шумом собственно ОУ (см. Рис.3.9). При очень низкой частоте шумовое разрешение УП лучше, чем у биполярного операционного усилителя.

Семейство усилителей стабилизированных прерыванием AD8551/8552/8554 обеспечивают работу с однополярным питанием с сигналами «от питания до питания» по входу и выходу, обладают низким напряжением смещения и низким дрейфом смещения. Конденсаторы хранения встроены внутри ИС и не требуется никаких внешних конденсаторов, кроме обязательных блокирующих. Основные характеристики приводятся на Рис.3.49. Следует особо отметить, что для сохранения высоких показателей по смещению и дрейфу, применяя данные усилители, следует обращать особое внимание на отсутствие паразитных термопар. Дальнейшее обсуждение паразитных термопар можно найти в Разделе 10.

- ◆ Однополярное питание: +3 В .. +5 В
- ◆ Входное напряжение смещения: 5 мкВ
- ◆ Дрейф входного напряжения смещения: 0.04 мкВ/°С
- ◆ ОСС, ОВИП: 120 дБ
- ◆ Максимальный ток потребления: 800 мкА
- ◆ Время восстановления после перегрузки: 100 мкс
- ◆ Входное шумовое напряжение: 50 нВ/√Гц
- ◆ Производство усиление-на-полосу: 1.5 МГц
- ◆ Один (AD8551), двоянный (AD8552), счетверенный (AD8554)

**Рис.3.49. Основные характеристики УП AD8551/8552/8554 с сигналами «от питания до питания» по входу и выходу**



## Изолированные усилители

Существует много приложений, где желательно или даже необходимо применять данный метод (для датчиков, не имеющих гальванической связи с системой, для того чтобы избежать появления опасных напряжений или токов в оставшейся части системы, для того чтобы разорвать контур «земли»). Систему такого типа называют «изолированной», а схема, пропускающая сигнал без гальванического соединения известна как схема с «барьером изоляции». Защита через барьер изоляции работает в обоих направлениях. Применение данного метода очевидно там, где датчик может случайно подвергнуться действию высокого напряжения, а система, которую он обслуживает, должна быть защищена. Возможно, необходимо изолировать датчик от случайного высокого напряжения, появляющегося в обслуживаемой системе, с целью защиты аппаратуры датчика (примерами могут служить: необходимость предотвращения взрыва газов от искрения на датчике или защита пациента от поражения электрическим током при снятии кардиограмм и т.д.). Наиболее интересен случай кардиографии, поскольку защита может потребоваться для *обоих* направлений: пациент должен быть защищен от случайного поражения током, но в случае остановки сердца пациента, аппаратура должна быть защищена от действия весьма высокого напряжения (> 7 КВ) дефибриллятора.

- ◆ Датчик находится (или может случайно оказаться) под действием потенциала относительно остальной аппаратуры.
- ◆ Датчик может не выдерживать опасного напряжения, возникшего в другой части схемы (мониторинг пациента и взрывобезопасное оборудование для использования во взрывоопасных схемах).
- ◆ Необходимо разорвать контур «земли».

### Рис.3.50. Приложения для изолированных усилителей.

Подобно тому, как помеха или *нежелательная* информация может быть передана электрическим или магнитным полем, или электромагнитным излучением, данное явление можно использовать для передачи *желаемой* информации в пределах изолированной системы. В наиболее общем случае, изолированные усилители используют трансформаторы (магнитное поле), другие используют малые высоковольтные конденсаторы (электрическое поле). Оптические изоляторы, которые содержат светоизлучающий диод и фотоприемник, обеспечивают изоляцию с помощью света (некоторого вида электромагнитного излучения). Разные типы изоляторов работают по разному, некоторые достаточно линейны для прецизионного пропускания через барьер изоляции аналоговых сигналов, для других требуется предварительное преобразование сигналов в цифровую форму, если требуется иметь высокую точность, общим решением будут конверторы напряжение–частота.

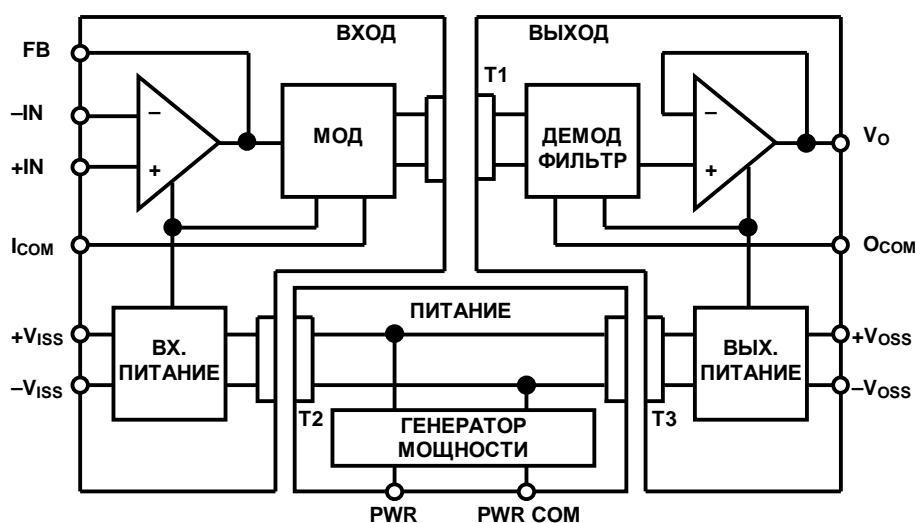
Трансформаторы обеспечивают точность 12-16 разрядов при полосе несколько сотен КГц, но максимальное напряжение изоляции редко превосходит 10 КВ, а часто оно много меньше. Изолированные усилители с емкостной связью менее точны - 12 разрядов, имеют меньшую полосу и более низкое напряжение изоляции, но они более дешевы. Оптические изоляторы дешевы и быстры, и могут быть сделаны на достаточно высокие напряжения изоляции (4 – 7 КВ), но они обладают высокой нелинейностью и не пригодны для прямой передачи прецизионных аналоговых сигналов.

Линейность и напряжение изоляции не единственные параметры, которые необходимо учитывать при выборе системы изоляции. Чрезвычайно существенна потребляемая мощность.

Входная и выходная часть системы должны питаться, и если в изолированной части нет батареи питания (что возможно, но редко является удобным), то данная часть должна быть обеспечена некоторым видом изолированного питания. Системы с трансформаторной изоляцией могут с легкостью использовать для изолированного питания трансформатор (сигнальный или отдельный), но данный прием не пригоден для передачи заметной мощности при емкостной или оптической изоляции. Системы, использующие последние два способа изоляции должны иметь другую конфигурацию получения изолированного питания, что является существенным аргументом в пользу выбора трансформаторных изолированных усилителей: они всегда содержат изолированный источник питания.

Изолированный усилитель содержит входную цепь, которая гальванически изолирована от источника питания и выходной цепи. Емкость между входным каскадом и остальной схемой минимальна, поэтому нет протекания постоянного тока, а передача переменного тока - минимальна. Изолированные усилители предназначены для применения в приложениях, требующих соблюдение безопасности, выполнения точных измерений напряжений и токов на низкой (до 100 КГц) частоте в присутствии высоких синфазных напряжений (до нескольких КВ) с высоким ослаблением синфазного сигнала. Они весьма полезны при передаче по линиям связи высокоимпедансных сигналов в присутствие помех высокого уровня и для обеспечения безопасности при стандартных измерениях, где утечки должны поддерживаться на уровнях существенно ниже допустимых минимумов. Основным применением является электрическое оборудование, связанное с медицинской аппаратурой, обычные и ядерные электростанции, автоматическое испытательное оборудование и промышленные системы управления.

На Рис.3.51 изображена схема 3-портового изолированного усилителя, входная и выходная цепи которого, а также источник питания изолированы друг от друга. Рисунок демонстрирует архитектуру изолятора AD210. Изолятор данного типа требует подключение к двум зажимам внешнего источника питания постоянного тока. Внутренний генератор (50 КГц) превращает постоянный ток в переменный для питания входного и отдельно выходного каскадов. Несущая модулируется входным каскадом и через трансформатор подается на выходной каскад, где демодулируется фазовым демодулятором (используя несущую в качестве опорной частоты), фильтруется и буферизуется. AD210 дает возможность с помощью внешнего резистора устанавливать усиление от 1 до 100. Полоса устройства – 20 КГц, напряжение изоляции 2500 В действующих и  $\pm 3500$  В пиковых.



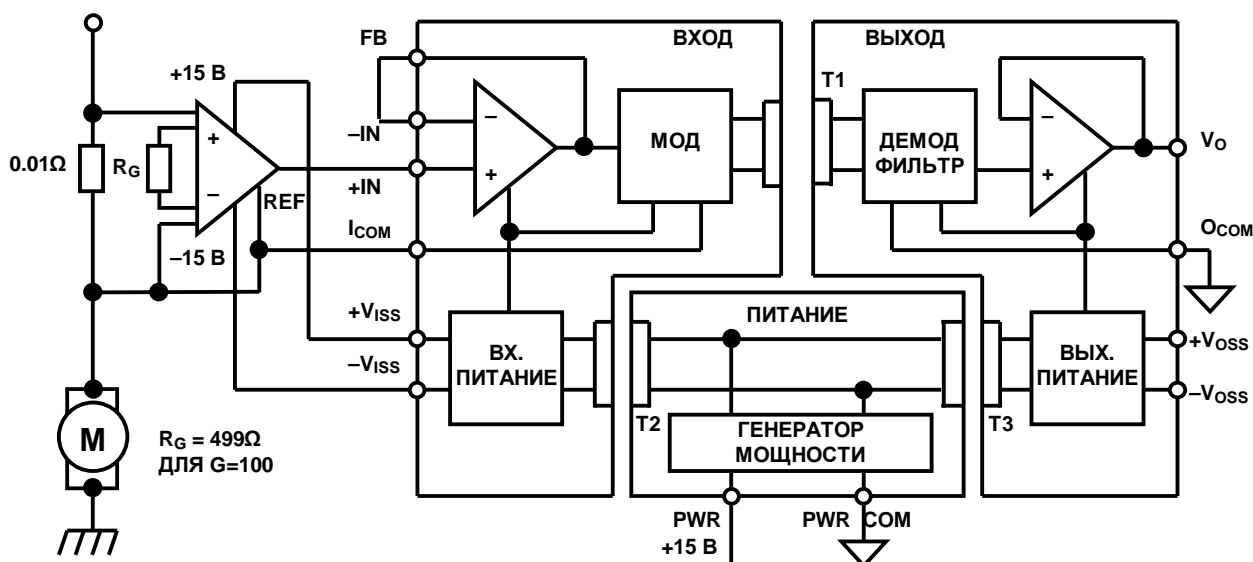
**Рис. 3.51. 3-портовый изолированный усилитель AD210.**

AD210 - 3-портовый изолированный усилитель: цепь питания изолирована как от входного каскада, так и от выходного, и поэтому питание можно соединять либо с одним каскадом, либо с другим, либо вовсе не соединять ни с каким. Устройство использует трансформаторную изоляцию при напряжении изоляции 3500 В с разрешением 12 разрядов. Основные характеристики приведены на Рис.3.52.

- ◆ Трансформаторная связь
- ◆ Высокое синфазное напряжение изоляции  
2500 В действующее постоянно  
±3500 В: импульсное постоянно
- ◆ Широкая полоса: 20 КГц (по полной мощности)
- ◆ Максимальная ошибка нелинейности: 0.012%
- ◆ Усиление входного усиления: 1..100
- ◆ Источник, изолированный от входа и выхода: ±15 В, ±5 мА

**Рис.3.52. Основные характеристики изолированного усилителя AD210.**

Типовое приложение изолированного усилителя AD210 приводится на Рис.3.53. AD210 используется совместно с инструментальным усилителем AD620 в системе измерения тока для управления двигателем. Будучи изолированным, вход AD210 можно подключать непосредственно к силовым линиям 110 В или 230 В действующего без защиты, а изолированное напряжение ±15 В питает AD620, который измеряет падение напряжения на малом токоизмерительном резисторе. Инструментальный усилитель AD620 используется для улучшения точности измерения: поскольку  $V_{os} = 15$  мВ для AD210, а AD620 имеет  $V_{os} = 30$  мкВ и его меньший дрейф. Если более высокое смещение и высокий дрейф в системе допустимы, то AD620 можно не применять, а AD210 использовать непосредственно с ЗКП = 100.



**Рис.3.53. Измерение тока для системы управления двигателем.**

## Литература

1. Walter G. Jung, *IC Op amp Cookbook*, Third Edition, Prentice-Hall, 1986, ISBN: 0-672-22453-4.
3. *Amplifier Applications Guide* Analog Devices, Inc., 1992.
4. *System Applications Guide* Analog Devices, Inc., 1994.
5. *Linear Design Seminar* Analog Devices, Inc., 1995.
6. *Practical Analog Design Techniques* Analog Devices, Inc., 1995.
7. *High Speed Design Techniques* Analog Devices, Inc., 1996.
8. James L. Melsa, Donald G. Schultz, *Linear Control Systems* McGraw-Hill, 1969, pp. 196-220.
9. Thomas M. Fredrickson, *Intuitive Operational Amplifiers* McGraw-Hill, 1988.
10. Paul R. Gray, Robert G. Meyer, *Analysis and Design of Analog, Integrated Circuits*, Second Edition, John Wiley, 1984.
11. J. K. Roberge, *Operational Amplifiers-Theory and Practice*, John Wiley, 1975.
12. Lewis Smith, Dan Sheingold, *Noise and Operational Amplifier Circuits*, Analog Dialogue 25th Anniversary Issue, pp. 19-31, 1991.
13. D. Stout, M. Kaufman, *Handbook of Operational Amplifier Circuit Design*, New York, McGraw-Hill, 1976.
14. Joe Buxton, *Careful Design Tames High-Speed Op Amps*, Electronic Design, April 11, 1991.
15. J. Dostal, *Operational Amplifiers*, Elsevier Scientific Publishing, New York, 1981.
16. Sergio Franco, *Design with Operational Amplifiers and Analog Integrated Circuits*, Second Edition, McGraw-Hill, 1998.
17. Charles Kitchin, Lew Counts, *Instrumentation Amplifier Application Guide*, Analog Devices, 1991.
18. *AD623, AD627 Instrumentation Amplifier Data Sheets*, Analog Devices, <http://www.analog.com>
19. Eamon Nash, *A Practical Review of Common Mode and Instrumentation Amplifiers*, Sensors Magazine, July 1998, pp.26 - 33.
20. Eamon Nash, *Errors and Error Budget Analysis in Instrumentation Amplifiers*, Application Note AN-539, Analog Devices.





