

ЗАЩИТА ВХОДОВ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ

ВЛАДИМИР ДЕРЕВЯТНИКОВ, инженер

Вопрос о нелинейной емкости p - n -перехода, особенно p - n -перехода при обратном смещении, или т.н. емкости обедненной зоны, редко рассматривается в учебниках по схемотехнике. Если он и обсуждается, то, как правило, на примере схем с быстрой коммутацией, и даже в таких случаях емкость перехода считается линейной. Однако во многих ситуациях эта характеристика является основной причиной искажений в аналоговых схемах с высокой степенью линейности. Мы рассмотрим это явление на примере схемы для защиты входов операционного усилителя (ОУ) от перенапряжения при наличии в нем синфазных искажений.

ЕМКОСТЬ p - n -ПЕРЕХОДА

Как известно, граница раздела между областями p и n p - n -перехода не содержит чистого заряда и называется обедненной. Таким образом, она ведет себя как изолятор, находящийся между проводящими областями. Следовательно, ее можно рассматривать как диод, а также емкость.

Чем больше обратное напряжение на диодном переходе, тем шире обедненная область, все больше разделяющая «пластины» конденсатора. Увеличение обратного смещения уменьшает емкость p - n -перехода, но эта взаимосвязь не является линейной. Емкость перехода можно оценить с помощью следующего уравнения:

$$C = C_0 / (1 + V/V_b)^x,$$

где C_0 – емкость с нулевым смещением; V – приложенное напряжение обратного смещения; V_b – потенциал p - n -перехода, составляющий 0,6–0,7 В; x – эмпирическая константа, которая не превышает 1.

Значение C_0 часто указывается в технических описаниях диодов, что позволяет сравнивать разные устройства. Как показывает практика (см. рис. 1), приведенная формула достаточно хорошо согласуется с фактическими данными измерений характеристики сигнального диода 1N4148. Из рисунка видно, что она нелинейная.

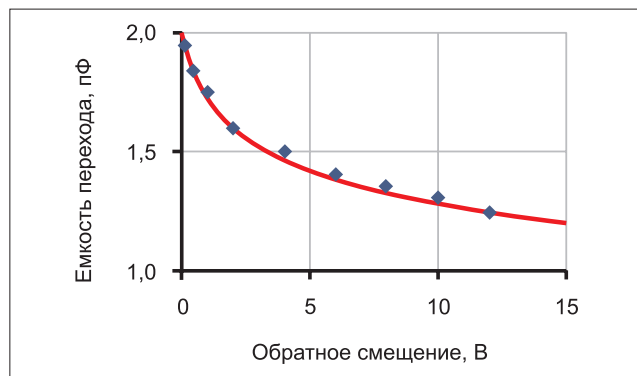


Рис. 1. Измеренная емкость p - n -перехода диода 1N4148. Наилучшая эмпирическая кривая описывается выражением: $C = 2 \text{ пФ} / (1 + V/0,65)^{0,16}$

ЕМКОСТЬ p - n -ПЕРЕХОДА И ИСКАЖЕНИЯ

Чтобы увидеть, как влияет емкость перехода на линейность, рассмотрим рисунок 2 с простой схемой, состоящей из последовательного сопротивления и двух диодов, каждый из которых смещен в обратном направлении относительно биполярных шин питания. Такая схема является частью схемы защиты от перенапряжения. Любое входное напряжение, превышающее напряжение на шинах питания (плюс напряжение на диоде), блокируется, благодаря чему защищаются все последующие устройства. Чтобы ограничить ток через диоды, устанавливается резистор.

На рисунке 2 также показана частотная зависимость суммарного коэффициента гармоник и шума (THD + N), изме-

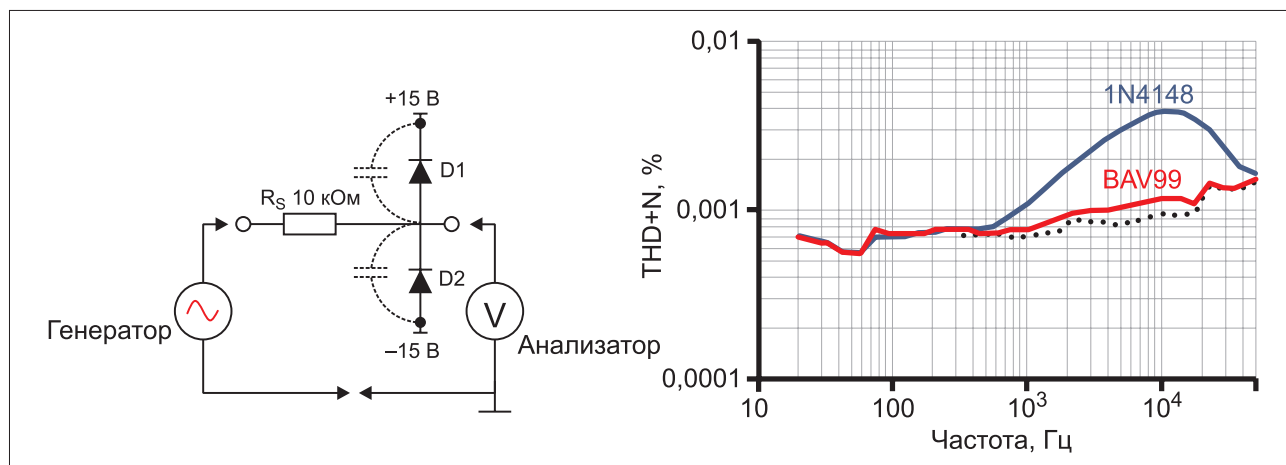


Рис. 2. Типовая схема защиты от перенапряжения за счет диодной схемы ограничения, показывающая искажения из-за емкости диодного перехода (выход: 20 dBu). Пунктирная линия соответствует характеристике схемы в отсутствие диодов

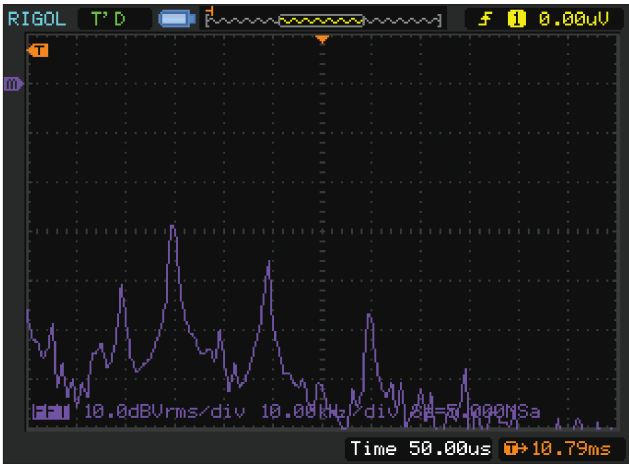


Рис. 3. Доминирующие нечетные гармоники, создаваемые схемой на рисунке 2 с диодами 1N4148 на частоте 10 кГц (основная частота обнулена анализатором)

ренная с помощью прибора Audio Precision System 1 или AV1 (полоса измерения: 80 кГц); на вход анализатора подаются 20 dBu (напомним, что 0 dBu соответствует сигналу 0,775 В). Это достаточно большая величина, чтобы обеспечить хорошее отношение сигнал/шум для анализатора, но она все же значительно ниже порога проводимости диодов. Пунктирная кривая соответствует измерению в отсутствие диодов, т. е. описывает минимальный уровень искажений.

Добавление пары диодов 1N4148 позволяет установить масштаб проблемы: они вносят значительно больше искажений, в основном нечетные гармоники (см. рис. 3). Эти искажения уменьшаются на частотах выше 10 кГц благодаря фильтрации гармоник входной емкостью и ограничению полосы пропускания анализатора.

Чтобы убедиться в том, что так действительно происходит из-за емкости $p-n$ -перехода, рассмотрим рисунок 4 с характеристикой емкости 1N4148 из рисунка 1 и зеркально отраженной кривой. Обе кривые описывают характеристики двух диодов в испытательной цепи. Поскольку диоды антипараллельны со стороны сигнала, суммарное значение определяется мгновенной суммой двух значений кривых.

При подаче 20-dBv сигнала общая емкость меняется, как видно из рисунка 5, в диапазоне 2,4–2,6 пФ дважды за каждый цикл (в действительности, диоды нельзя считать идеально согласованными, но это не важно). Сама вариация представляет собой искаженный косинус со среднеквадратичным значением (СКЗ) 56 фФ.

Поначалу кажется невероятным, чтобы изменение величины 2 пФ всего лишь на 56 фФ оказало какой-либо заметный эффект в звуковом диапазоне. Однако следует понимать, что реактивное сопротивление такой емкости составляет 284 МОм на частоте 10 кГц. При прохождении сигнала 20 dBu через это реактивное сопротивление величина нелинейного тока через импеданс источника составляет 27 нА, что приводит к появлению на нем напряжения нелинейной ошибки, которое добавляется к звуковому сигналу. Поскольку в рассматриваемом случае импеданс источника сигналов составляет 10 кОм, напряжение ошибки достигает 270 мкВ, что равно -89 дБ, или 0,0035% THD. Измеренное значение составило 0,0038%. Другими словами, отношение емкостного реактивного сопротивления к импедансу источника сигналов дает ожидаемый уровень искажений.

Таким образом, мы определили проблему, упростив поиск решения: либо сделать емкость более линейной, либо незначительной. Реализовать первый вариант непросто, но можно воспользоваться другой парой диодов с гораздо меньшей емкостью. Устройство BAV99 состоит из двух диодов со схожими характеристиками, что и у 1N4148, но у альтернативных



Рис. 4. Изменение емкости двух диодов (см. рис. 2) при качании сигнала

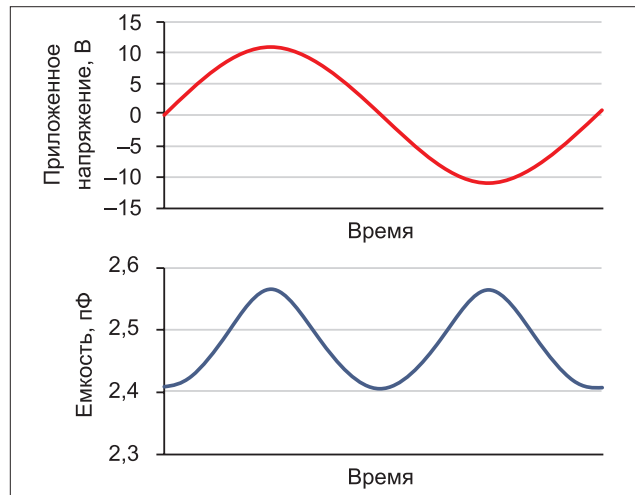


Рис. 5. Расчетное изменение общей емкости в схеме на рисунке 2, полученное с учетом характеристик на рисунке 4, при напряжении сигнала 20 dBu

диодов емкость почти вдвое меньше. Как видно из рисунка 2, они демонстрируют значительно лучшие результаты.

СИНФАЗНОЕ ИСКАЖЕНИЕ

Наблюдая за влиянием емкости перехода с помощью дискретных диодов, становится легче оценить тот же эффект, возникающий в операционных усилителях. В этом случае речь идет о синфазном искажении, поскольку оно возникает, когда операционный усилитель сконфигурирован в неинвертирующем режиме, что означает наличие синфазного напряжения на каждом входе при усилении сигнала.

Искажение также вызывается нелинейной емкостью перехода, но на этот раз механизм действует внутри самого ОУ. Эффект обусловлен, главным образом, емкостью база-коллектор внутренних входных транзисторов и любыми паразитными диодами между входами и подложкой.

В инвертирующем режиме напряжение на обоих входах усилителя практически равно нулю, и, соответственно, не возникают проблемы с синфазным напряжением. Однако в неинвертирующем режиме на оба входа подается напряжение сигнала, что приводит к нелинейной модуляции напряжения входной емкости. Отсюда и появился принцип «всегда инвертировать», что не во всех случаях удобно. Если же требуется установить защиту от перенапряжения, можно усугубить проблему, что мы увидим позже. Сначала давайте отдельно рассмотрим синфазные искажения.

Этот эффект хорошо демонстрируется с помощью ОУ TL07х с полевым транзистором на входе, поскольку у него относительно большие емкости $p-n$ -перехода между входами и подложкой [1–2]. Поскольку входные токи усилителя TL07х составляют единицы пА, он применяется в случае, когда выходной импеданс источника сигнала очень велик.

На рисунке 6а показана схема испытаний, в которой используется одна половина ОУ TL072 (два операционных усилителя

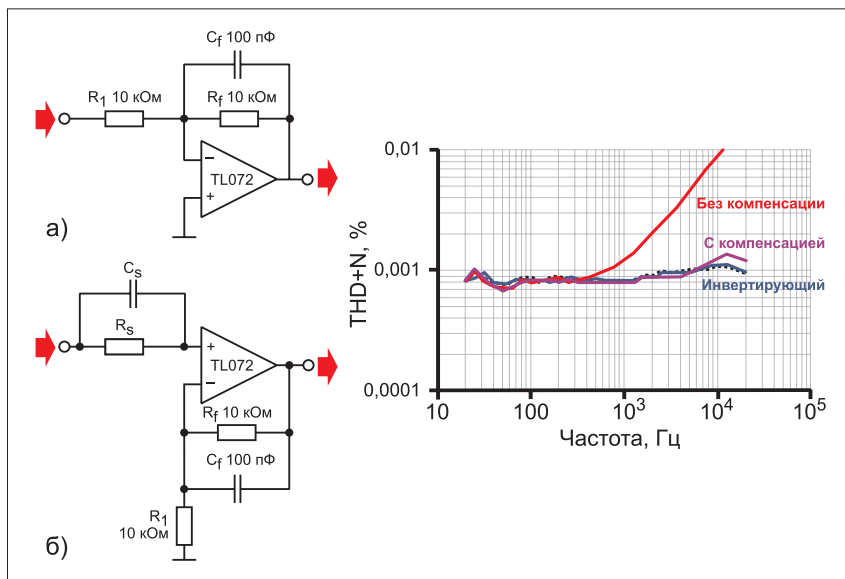


Рис. 6. В инвертирующем каскаде ОУ отсутствуют заметные искажения. Некомпенсированный неинвертирующий каскад операционного усилителя имеет синфазные искажения, но они почти полностью компенсируются при условии, что $R_s = R_f || R_1$ и $C_s = C_f$. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 14 dBu

в одном корпусе) в неинвертирующем режиме с единичным коэффициентом усиления. Из рисунка видно, что измеренные искажения на входе/выходе составляют 14 dBu, т.е. они совпадают с минимальным уровнем измерения.

На рисунке 6б показана схема неинвертирующего усилителя с теми же сопротивлениями, но коэффициент усиления при таком включении равен 2. Тракт тока смещения между входным узлом и заземлением не показан, но мы его рассмотрим ниже. Кривая, помеченная как «без компенсации», соответствует тому же входному уровню 14 dBu и выглядит значительно хуже. Это происходит из-за того, что нелинейная емкость инвертирующего входа модулируется сигналом обратной связи, что приводит к протеканию нелинейного тока по тракту обратной связи и, следовательно, к появлению напряжения ошибки на нем. В сигнале значительно преобладает 2-я гармоника, т.к. на этот раз используется только один переход, и нагрузка стала более асимметричной.

Неинвертирующий входной вывод модулируется схожим образом, но поскольку импеданс источника чрезвычайно мал (50 Ом у прибора Audio Precision), возникает незначительное напряжение ошибки.

Поскольку неинвертирующий вход также модулируется, установка согласованного последовательного импеданса вызовет идентичное напряжение ошибки. Операционный усилитель отклонит эти синфазные ошибки искажения, нейтрализовав синфазное искажение.

Поскольку сопротивление источника Тевенина со стороны инвертирующего входа определяется параллельно включенными сопротивлениями R_f и R_1 , требуемое компенсирующее сопротивление составляет 5 кОм; потребуется также параллельный конденсатор для согласования с C_f . Если не установить дополнительный конденсатор, компенсация окажется частичной. Этот случай описывает график с пометкой «с компенсацией», который едва ли хуже кривой, соответствующей минимальному уровню измерений.

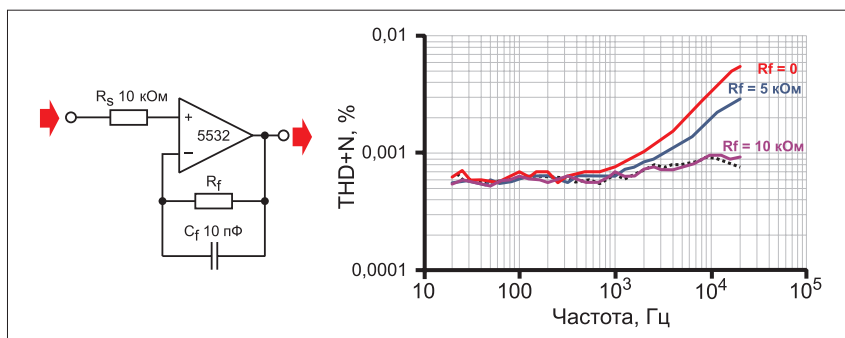


Рис. 7. Буфер NE5532 с сопротивлением источника 10 кОм имеет синфазные искажения, которые компенсируются при $R_f = R_s$. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 20 dBu

Шум Джонсона (тепловой шум резистора) является той ценой, которую приходится заплатить за компенсацию искажений (не считая стоимости компонентов). В этом случае эквивалентный входной шум (EIN) звукового диапазона увеличился с $-102,6$ dBu без компенсации до $-99,7$ dBu с компенсацией. Современные альтернативные устройства, например ОУ ОРА164х, имеют изолированную подложку и незначительные искажения в обычном режиме, но они намного дороже.

Буфер с единичным усилением является самым главным источником синфазных искажений, поскольку на его вход поступают наибольшие синфазные сигналы. На рисунке 7 показан результат измерения синфазных искажений при использовании биполярного операционного усилителя NE5532. При сопротивлении источника 10 кОм искажения значительно возрастают, но добавление соответствующего резистора обратной связи величины 10 кОм полностью устраняет эту проблему.

Заметим, что добавление сопротивления в контур обратной связи также приводит к появлению полюса, который может уменьшить запас по фазе и повлиять на устойчивость. Таким образом, некоторым операционным усилителям требуется небольшая емкость, установленная параллельно R_f . Однако величины этой очень малой емкости (например, 10 пФ в данном случае) должно быть достаточно для того, чтобы не устанавливать аналогичную емкость параллельно резистору R_s для согласования.

ЗАЩИТА ВХОДА И УМЕНЬШЕНИЕ СИНФАЗНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

Теперь предположим, что требуется входной буфер с защитой от перенапряжения, и у нас нет возможности использовать дорогостоящие усилители с малой емкостью. На рисунке 8 показана предыдущая схема с защитными диодами на каждой шине. Последовательное сопротивление R_s требуется для ограничения тока через диоды во время перегрузки. В качестве такового можно задействовать последовательный резистор R_s или внутренний импеданс источника сигналов, если он достаточно велик для поставленных целей.

Из рисунка 8 видно, что даже при минимальном сопротивлении источника 1 кОм искажение заметно хуже минимального значения потому, что диоды вносят дополнительное искажение из-за емкости $p-n$ -перехода. Если требуется, чтобы токоограничивающее сопротивление превышало, например, 10 кОм, искажения становятся очень значительными – больше 0,01% при 20 кГц. Добав-

ление согласующего сопротивления в контур обратной связи лишь частично компенсирует все искажения в неинвертирующем входном узле. Настройка вручную показала, что наилучшая компенсация достигается при использовании 22 кОм, но этот результат нельзя считать удовлетворительным.

Как улучшить эту схему? Один из вариантов – установить защитные диоды на инвертирующий вход. В свою очередь, между двумя входами необходимо установить два антипараллельных диода, чтобы завершить тракт тока замыкания со входа на любую шину. Поскольку обычно между входами операционного усилителя, т. е. на этих диодах, отсутствует разность потенциалов, их переходная емкость остается постоянной. Другими словами, диоды являются бустерными.

Фактически, в состав ОУ 5532 входят эти диоды, как показано на рисунке 9 (при использовании внутренних диодов ток короткого замыкания не должен превышать 5 мА во избежание плавления внутренних соединительных проводов [3]). При использовании такой схемы возникает ситуация, схожая с предыдущей: один вход ОУ «видит» только синфазные искажения, а другой – синфазные искажения плюс искажения, причиной которых является защитный диод. Таким образом, полное подавление искажений снова невозможно.

Однако в результате снижаются суммарные искажения, величина компенсирующего сопротивления становится меньше, а значит, меньше и шум. В этом случае резистор обратной связи 3,3 кОм обеспечил оптимальное подавление при выходном сопротивлении источника сигнала 10 кОм. Такой подход реализован в самом анализаторе Audio Precision S1.

ЛУЧШАЯ ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЯ

Как усовершенствовать схему? И можно ли это сделать без измерителя искажений, чтобы найти оптимальное сопротивление для подавления искажений?

Наилучший способ добиться этой цели – поддерживать одинаковые емкости *p-n*-перехода на обоих входах усилителя и согласовать выходной импеданс источника сигнала. В результате обеспечится оптимальное подавление искажений без помощи специальных средств и операционного усилителя. На рисунке 10 показана такая схема.

При $R_f = R_s = 10$ кОм достигается тот же результат, что и при использовании только сопротивления источника величинами 1 кОм. Остальной рост на высоких частотах в основном связан

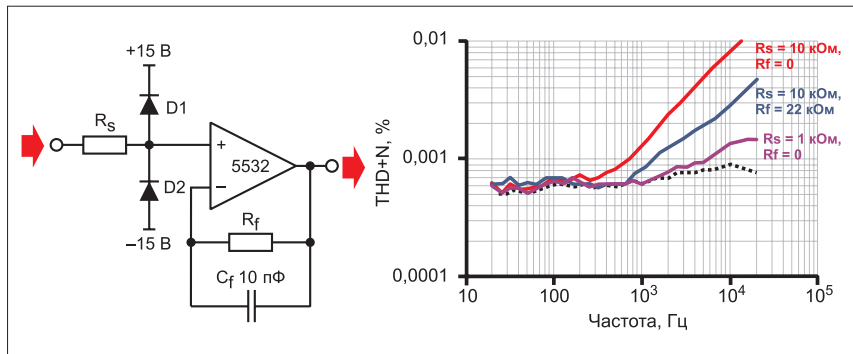


Рис. 8. Буфер с диодами 1N4148, защищающими от перенапряжения. Полное устранение искажений в этой схеме невозможно. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 20 dBu

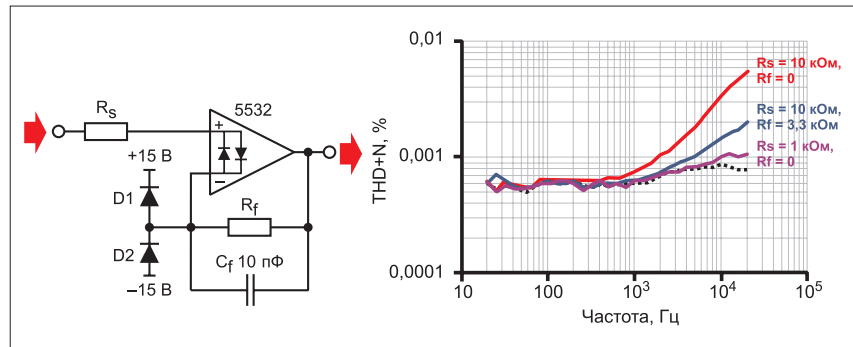


Рис. 9. Буфер с альтернативной архитектурой защиты и теми же диодами 1N4148. Полное подавление искажений в этой схеме невозможно. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 20 dBu

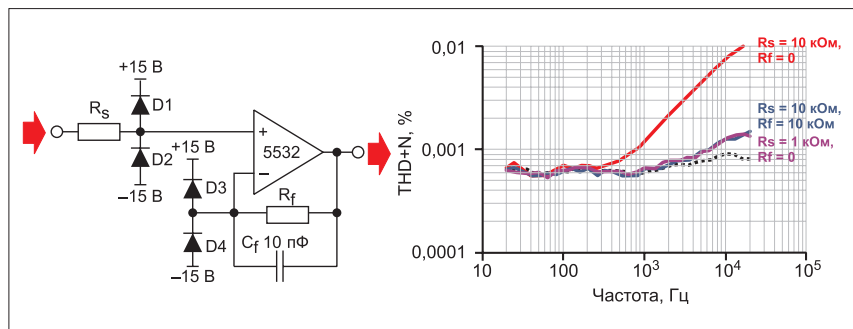


Рис. 10. Буфер с улучшенной схемой защиты от перенапряжения с помощью диодов 1N4148. В этом случае искажения полностью устранены. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 20 dBu

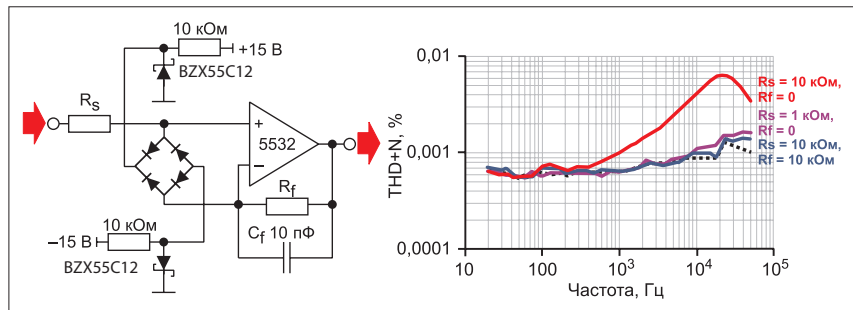


Рис. 11. Буфер с улучшенной шунтовой защитой от перенапряжения. Отличные результаты достигаются с помощью мостового выпрямителя BGX50A с малой емкостью. Пунктирная линия – минимальный уровень измерений; во всех случаях входное напряжение составляет 20 dBu

с остаточным рассогласованием между парами диодов. Даже очень мощные диоды не порят общей картины.

Тем не менее у такого решения имеется один недостаток: при защите от перенапряжения ток через ограни-

чивающие диоды течет в шины питания, и далеко не всегда через них может проходить замкнутый контур тока. Это можно исправить, воспользовавшись, например, парой стабилитронов, через которые ток замыкается на землю.

Стабилитроны выбираются в соответствии с требованиями к величине ограничивающего напряжения. Во избежание больших искажений стабилитроны смещаются с помощью некоторого начального тока. К счастью, начальный ток может быть очень небольшим – менее 1 мА при необходимости.

На рисунке 11 показана усовершенствованная схема. Образцовые характеристики обеспечиваются в сочетании с диодами малой емкости, которые в идеальном случае установлены в единый корпус, например BGX50A (такое решение дает некоторую надежду на хорошее согласование между парами диодов). Как видно из рисунка, при правильной компенсации отсутствуют значительные искажения в звуковом диапазоне.

В рассмотренных схемах применялся входной резистор 10 кОм, что характерно для многих приложений. Использование стабилитронов позволяет справиться с пиковыми входными перегрузками в несколько сотен вольт при условии, что стабилитроны и ограничивающее сопротивление рассчитаны на достаточную номинальную мощность.

Однако ОУ NE5532, и TL072 имеют высокочастотные искажения даже после компенсации при импедансе источника намного выше 10 кОм. Следовательно, при очень большом импедансе источника необходимо использовать другие операционные усилители. Например, OPA1662 и OPA1678 хорошо работают с импедансом источника не менее 100 кОм.

Альтернативным средством ограничения тока без помощи сопротивления является использование токоограничивающей схемы подобной той, что показана на рисунке 12, которая построена на обедненных MOSFET. При заданных пороговых значениях MOSFET-ключи замыкают собственные диоды и ведут себя как суммарное сопротивление величиной около 3 кОм, искажение на котором компенсируется с помощью резистора R_f . Если напряжение на MOSFET превышает 2 В, они попадают в область насыщения, и ток ограничивается до значения I_{DSS} менее 2 мА [4].

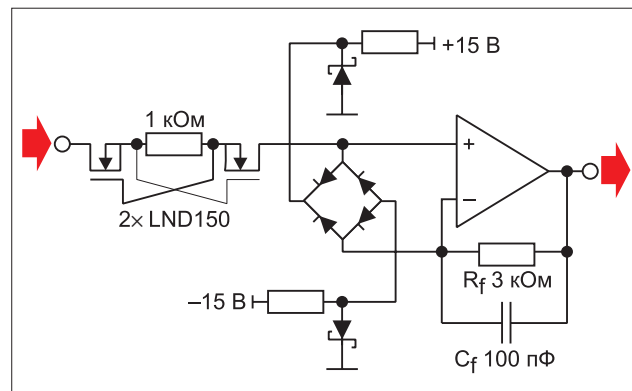


Рис. 12. Защита от перенапряжения с шунтом и малым уровнем искажений, в которой используются токоограничивающие MOSFET для снижения уровня шума и увеличения полосы пропускания

Пониженное сопротивление минимизирует вклад шума, но при этом допускает перегрузки до 500 В постоянного тока. Конечно, если импеданс источника меняется потому, что он представляет собой переключаемый аттенюатор или потенциометр, необходимо либо согласованно изменять компенсирующий импеданс (как это было сделано в анализаторе Audio Precision), либо довольствоваться компромиссным значением. ☞

ЛИТЕРАТУРА

1. Caldwell J. *Distortion and source impedance in JFET-input op amps*. Texas Instruments Analog Applications Journal. Q4. 2014.
2. Gross W. H. *Source Resistance Induced Distortion in Op Amps*. Linear Technology Design Notes. 1994. No 84.
3. Buxton, J. *Simple Techniques Protect Amplifiers from Input Overvoltage*. Analog Dialogue. Vol. 28. No3. 1994.
4. Horowitz P. & Hill W. *The Art of Electronics*. 3rd ed. Iliffe & Sons Ltd. 2015. London.