

Усилители для фотодиодов на операционных усилителях

Филипп С. Д. ХОББС
(Philip C. D. HOBBS)
Перевод: Дмитрий ИОФФЕ
dsioffe@yandex.ru

Представлен перевод статьи “Photodiode Monitoring with Op Amps”, автор которой — ведущий специалист фирмы Burr-Brown (Texas Instruments).

Одна из основных областей применения операционных усилителей с полевыми транзисторами с *p-n*-переходом на входах (FET input) — это усиление сигналов фотодатчиков, главным образом — фотодиодов. Существует множество предназначенных для этого разнообразных схем усилителей. Выбрать нужную схему можно в соответствии с требуемыми параметрами: линейностью, постоянным смещением, шумами и полосой пропускания. Эти же факторы влияют и на выбор конкретной модели операционного усилителя из множества новых устройств с малыми входными токами, малым шумом и высоким быстродействием.

Фотодатчики — это мост между измеряемой физической величиной — светом — и электроникой. При наблюдениях за различными физическими процессами свет играет второстепенную роль по сравнению с температурой и давлением до тех пор, пока не понадобятся дистанционные измерения без непосредственного контакта с исследуемым объектом. Тогда требуется связь между световыми сигналами в компьютерном томографе, астронавигационном оборудовании или электронном микроскопе и системой обработки сигналов. Фотодиоды — это недорогая основа для такой связи. Они позволяют создавать массивы из более чем 1000 фотодатчиков. Основная задача — точное преобразование выходного сигнала фотодиода в линейно зависящий от него сигнал. И, как всегда, возникает противоречие между скоростью и разрешением, а шум представляет собой основной ограничивающий фактор. В центре этого противоречия находится кажущийся простым преобразователь тока в напряжение. Но он имеет ограничения по многим факторам, и, как следствие, появляются альтернативные конфигурации с оптимизацией различных параметров.

Преобразование тока в напряжение

Существуют два способа получения сигнала от фотодиода: измерение напряжения и измерение тока. Для измерения напряжения схема должна иметь высокий импеданс, что-

бы ток, протекающий через ее вход, был минимальным. Это условие обеспечено в схеме, показанной на рис. 1а. Здесь фотодиод включен последовательно с входом операционного усилителя, через который в идеале ток не течет. Цепь обратной связи, состоящая из резисторов R_1 и R_2 , задает усиление напряжения на фотодиоде так же, как если бы оно было приложено к входу усилителя. Очевидно, что измерение напряжения будет нелинейным. Отношение выходного напряжения к входной световой энергии будет логарифмическим, так как чувствительность фотодиода изменяется в зависимости от приложенного к нему прямого напряжения.

Постоянная чувствительность при постоянном приложенном напряжении позволяет сделать вывод о том, что для получения линейной зависимости выходного сигнала от световой энергии надо использовать измерение тока. Измеритель этого тока должен иметь нулевой входной импеданс, чтобы падение напряжения на диоде также было нулевым. Нулевой импеданс обеспечивает операционный усилитель, так как благодаря большому усилению его обратная связь устанавливает нулевую разность напряжений между входами. Это является ключевым моментом базовой схемы преобразователя то-

ка в напряжение, показанной на рис. 1б. Она обеспечивает входное сопротивление, равное R_1/A , где A — это коэффициент усиления операционного усилителя с разомкнутой петлей обратной связи. Несмотря на то, что сопротивление R_1 обычно очень велико, результирующее входное сопротивление остается пренебрежимо малым по сравнению с выходным сопротивлением фотодиодов.

Ток диода практически не течет через вход операционного усилителя, целиком направляясь в резистор обратной связи R_1 . Для получения этого эффекта операционный усилитель устанавливает на своем выходе напряжение, равное произведению тока фотодиода на сопротивление R_1 . Для получения как можно большего коэффициента преобразования тока в напряжение сопротивление R_1 делают настолько большим, насколько позволяют существующие ограничения. При большом значении сопротивления этот резистор начинает давать значительный температурный дрейф напряжения из-за температурного коэффициента входного тока усилителя. Чтобы компенсировать эту ошибку, обычно к инвертирующему входу усилителя подключают резистор R_2 с таким же сопротивлением, как у R_1 , как показано на рис. 1, и добавляют емкостную развязку для устранения большей

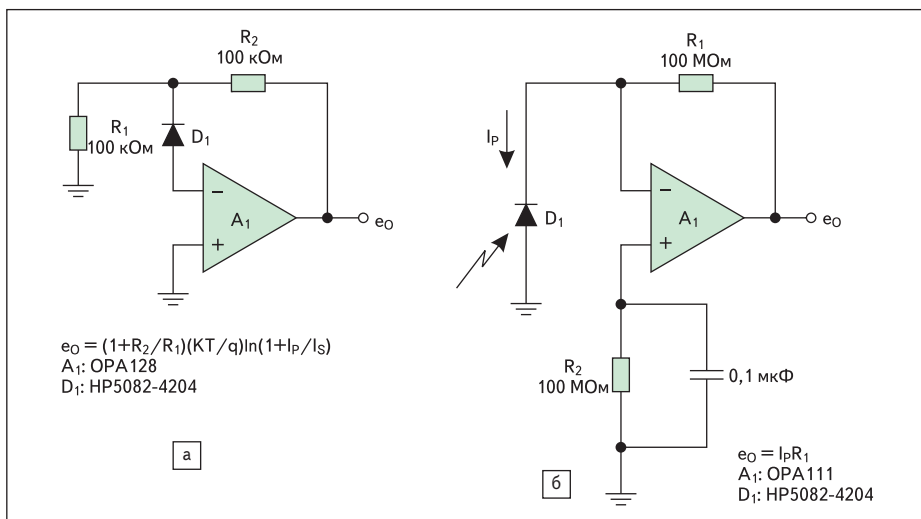


Рис. 1. Выходным сигналом фотодиода может быть: а) напряжение; б) ток

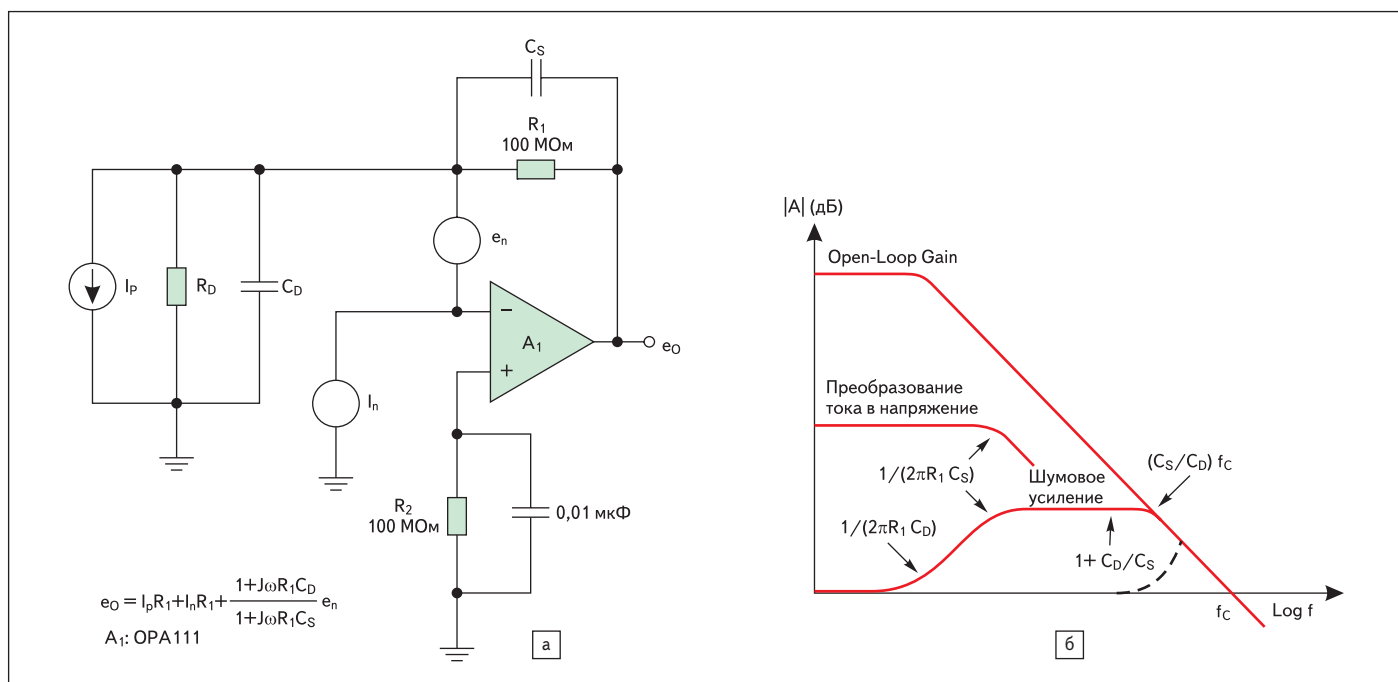


Рис. 2. Влияние емкости диода на работу цепи обратной связи в базовой схеме преобразователя тока в напряжение (шум операционного усилителя усиливается больше и в более широкой полосе, чем сигнал)

части его шума. Оставшаяся ошибка по постоянному току определяется разностью входных токов усилителя и разбросом сопротивлений двух резисторов. Недостатком такого способа коррекции ошибки является падение напряжения, которое создается на диоде, и возникающий в результате него ток утечки диода. Эта утечка может свести на нет коррекцию, полученную от R_2 , так как для получения высокой чувствительности фотодиоды обычно имеют большой размер области p - n -перехода. Ток утечки пропорционален этому размеру и может оказаться даже больше, чем входные токи операционного усилителя.

Устранить этот новый источник ошибки может только нулевое падение напряжения на диоде, но тогда возникнет конфликт с другим атрибутом больших фотодиодов. Они имеют большую паразитную емкость, которая значительно увеличивает шумы, как будет описано далее. Чтобы уменьшить эту емкость, иногда к диоду прикладывают значительное обратное напряжение. Это ухудшает стабильность параметров по постоянному току и превращает токовый шум фотодиода в дополнительный фактор ошибки. Большой размер фотодиода фактически может ухудшить общую точность, и добиваться улучшения светочувствительности следует, в первую очередь, оптическими способами, например, встраивая линзу в корпус фотодиода.

Сопротивление резистора обратной связи в преобразователе тока в напряжение почти полностью определяет шум и полосу пропускания, а также усиление. Шум, вносимый непосредственно резистором, имеет спектральную плотность $\sqrt{4kTR}$ [1] и появляется

прямо на выходе преобразователя тока в напряжение без усиления. При росте величин сопротивлений не только увеличивается выходной шум пропорционально квадратному корню, но и прямо пропорционально увеличивается выходной сигнал. Таким образом, соотношение сигнал/шум увеличивается пропорционально квадратному корню из сопротивления.

Шум операционного усилителя также влияет на выходной шум, неожиданным образом действуя через большое сопротивление обратной связи и емкость диода. Источники шума в усилителе представлены на рис. 2 как входной шумовой ток I_n и входное шумовое напряжение e_n . Этот шумовой ток протекает через резистор обратной связи, усиливаясь так же, как и ток сигнала. Он представляет собой входной ток смещения I_B и имеет спектральную плотность $\sqrt{2qI_B}$ [1]. Если выбрать операционный усилитель с входным током порядка пикоампер, то эта составляющая шума будет пренебрежимо мала для практически используемых значений сопротивления обратной связи.

На первый взгляд, входное шумовое напряжение усилителя передается на выход с небольшим усилением. Это справедливо для постоянного тока, когда усиление, равное $1 + R_1/R_D$, сохраняется небольшим, благодаря большому сопротивлению диода R_D . Емкость диода C_D изменяет работу цепи обратной связи на высоких частотах, добавляя очень большое усиление шумового напряжения e_n . Так как эта емкость и сопротивление обратной связи обычно достаточно велики, эффект может проявляться на довольно низких частотах. На рис. 2 — иллюстрация этого эффекта.

На нем изображена кривая усиления операционного усилителя рядом с графиком работы обратной связи, или «шумовым усилением». Эта кривая сначала начинает подниматься под влиянием нуля, вносимого C_D , и этот подъем прекращается только под влиянием второй паразитной емкости. Паразитная емкость C_S шунтирует сопротивление обратной связи, и в результате действия вносимого ею полюса усиление устанавливается на уровне $1 + C_D/C_S$. Для больших фотодиодов C_D может составлять сотни пикофард, давая тем самым шумовое усиление в сотни раз. Это усиление простирается в область высоких частот и ограничивается только полосой пропускания операционного усилителя. При увеличении сопротивления обратной связи полюс и ноль этого усиления смещаются в сторону низких частот, расширяя полосу с большим усилением.

Первые признаки этого явления подъема усиления знакомы каждому, кто использовал большое сопротивление в цепи обратной связи операционного усилителя для схем общего применения. Большое сопротивление между выходом и входом операционного усилителя приводит к перерегулированию, выбросам на переходной характеристике, ухудшению времени установления и даже возбуждению из-за взаимодействия сопротивления с входной емкостью усилителя. Сопротивление и емкость формируют дополнительный полюс в цепи обратной связи, в результате чего получается классический отклик дифференцирующей обратной связи. Кривая коэффициента передачи обратной связи, которая показана штриховой линией для общего случая применения операционных

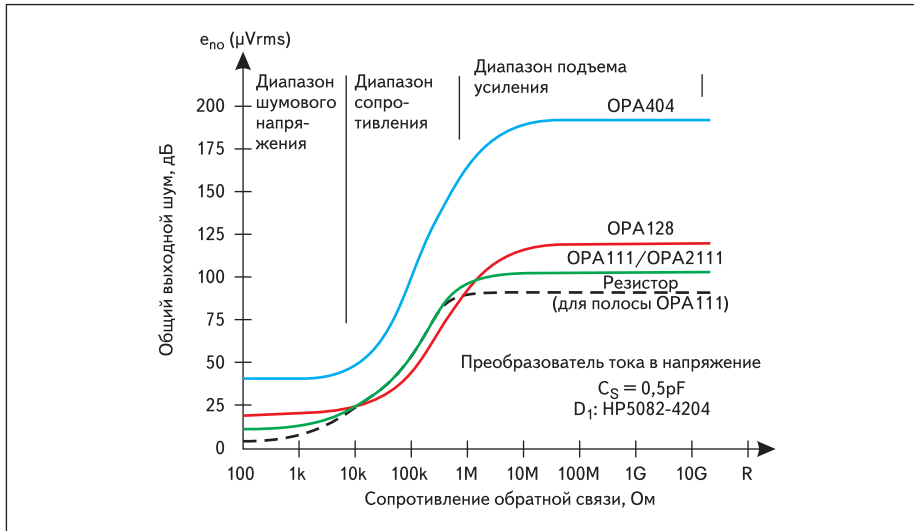


Рис. 3. Влияние основных источников шума в преобразователе тока в напряжение

усилителей, пересекает кривую усиления операционного усилителя с разомкнутой обратной связью при уклоне 12 дБ за октаву. Это соответствует фазовому сдвигу, близкому или равному 180° . Общепринятое «лекарство» для этого случая — конденсатор, параллельный резистору обратной связи. Он автоматически появляется в преобразователях ток-напряжение, с их очень большими сопротивлениями обратной связи, в виде паразитной емкости. Такая емкость порождает дополнительный полюс в цепи обратной связи для управления фазовым сдвигом в петле обратной связи.

Для понимания действия шумов в преобразователе тока в напряжение важно обратить внимание на то, что ток сигнала и шумовое напряжение проходят через цепи с разными частотными характеристиками. Коэффициент преобразования тока в напряжение имеет плоскую характеристику вплоть до спада импеданса обратной связи, вызванного паразитной емкостью. Усиление шумового напряжения усилителя, показанное на том же рис. 2, простирается далеко за пределы этого спада и остается большим в широком диапазоне частот. Большая часть полосы пропускания операционного усилителя часто служит для усиления шумов, а не сигнала. Обычно это доминирующий источник шумов при большом сопротивлении обратной связи.

Относительное влияние основных источников шума в преобразователе тока в напряжение можно видеть на рис. 3. По мере увеличения сопротивления обратной связи в этом преобразователе в общем шуме сначала доминирует вклад шумового напряжения операционного усилителя, затем вклад резистора обратной связи и, наконец, происходит максимальное усиление на высоких частотах. На рис. 3 показан выходной шум для базовой схемы преобразователя тока в напряжение (рис. 1б), включая влияние шумового усиле-

ния, представленное на рис. 2б. Показан общий выходной шум для трех случаев — как функция сопротивления обратной связи, и в каждом из них приведена среднеквадратическая сумма составляющих от сопротивления обратной связи и от операционного усилителя. Представлены три операционных усилителя с полевыми транзисторами с *p-n*-переходом на входах. Эти усилители имеют разные параметры, которые перекрывают различные спектры применений фотодиодов при малых шумах и входных токах и широкой полосе пропускания. Все три типа имеют малые шумы и малые входные токи. ОРА111 имеет наименьшие шумы среди усилителей такого класса, 6 нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$, а ОРА128 обладает наименьшим входным током, который равен 0,075 пА. ОРА404 обеспечивает полосу пропускания 6,4 МГц при остальных параметрах, соответствующих этому классу. Шум операционного усилителя находится путем интегрирования спектральной плотности шума усилителя с учетом частотной характеристики шумового усиления [2]. Также штриховой линией показан шум резистора для ОРА111 и ОРА2111. Эта кривая шума резистора отличается для других типов усилителей, так как каждый операционный усилитель имеет свой спад полосы пропускания для шума резистора.

В разных диапазонах сопротивления обратной связи различные факторы управляют поведением шумовых кривых. При небольших сопротивлениях шумовые кривые — плоские, и основной вклад в общий шум вносит шумовое напряжение операционного усилителя. В результате этого увеличение сопротивления вначале очень значительно влияет на шум, за исключением низковольтного шума ОРА111/ОРА2111. В этой области подъем шумового усиления еще не работает, поэтому выходной шум остается небольшим. Между 10 кОм и 1 МОм доминирует шум резистора, и кривые шума

ведут себя так, как показывает штриховая линия для ОРА111/ОРА2111. Здесь кривые демонстрируют зависимость, пропорциональную квадратному корню из сопротивления, и отличаются только из-за разных полос пропускания усилителей. При дальнейшем увеличении сопротивления начинает доминировать подъем шумового усиления, и основной вклад в общий шум вносит значительно усиленный шум операционного усилителя. Этот эффект, в первую очередь, заметен по увеличению наклона кривой для ОРА404, так как широкая полоса этого усилителя подчеркивает подъем усиления. Шумовые кривые выравниваются, когда полная полоса пропускания усилителя пересекается с подъемом усиления. При дальнейшем увеличении усиления шум резистора продолжал бы поднимать кривые на графике, но полоса пропускания ограничивается паразитной емкостью. В этой верхней области любое увеличение сопротивления сопровождается соответствующим уменьшением полосы шума, поэтому общий шум резистора остается постоянным. Изменение емкости диода и паразитной емкости перемещают точку начала подъема усиления, но форма кривой выходного шума остается той же самой в любом случае. Каждый раз будут наблюдаться участки с доминированием шума усилителя, шума резистора и подъема усиления.

Сравнение кривых показывает, что ОРА111/ОРА2111 дают меньше шума в двух диапазонах. В то же время ОРА128 дает меньше шума в среднем диапазоне. Это происходит благодаря меньшей полосе пропускания усилителя. А описанная далее техника сокращения полосы пропускания устраняет разницу с ОРА111. Преимущество ОРА128 — это очень небольшая ошибка на постоянном токе вследствие его входного тока 0,075 пА, что составляет 1/20 от входного тока его малошумящего конкурента. Третий операционный усилитель, ОРА404, дает наибольший общий выходной шум, но это в значительной степени является следствием широкой полосы пропускания. Из-за полосы 6,4 МГц усиливаются шумы в большем диапазоне частот. В то время как кривая шума этого усилителя выше, чем у ОРА128, ОРА404, как ни странно, имеет меньшую спектральную плотность шума, но его полоса пропускания в шесть раз больше. Эта полоса 6,4 МГц может использоваться для усиления сигналов при сопротивлении обратной связи до 50 кОм, и усилитель будет иметь наилучшую полосу для сопротивлений до 150 кОм. ОРА404 — это четвертый усилитель. Из соображений экономии его целесообразно использовать и при больших сопротивлениях, в сочетании с сокращением полосы пропускания для снижения выходного шума.

Только пятимерный график может отобразить одновременно выходной шум, сопротивление, ошибку по постоянному току, размер фотодиода и полосу пропускания, то есть

те параметры, которые потребуются для расчета преобразователя тока в напряжение. Требования каждого специфического применения рассматриваются отдельно с учетом этих факторов. Чтобы избежать оптимизации конкретного проекта только для одного фактора, например, усиления, на каждом этапе разработки необходимо учитывать различные эффекты от увеличения сопротивления обратной связи. Такие варианты, как использование большого фотодиода, должны рассматриваться с учетом его емкости и ее влияния на выходной шум и общую чувствительность схемы.

Управление шумом

Эффект подъема усиления является первым из факторов, ограничивающим возможность применения большого сопротивления в цепи обратной связи. Чтобы ограничить этот эффект, или же вообще устранить повышение усиления, обычно параллельно резистору обратной связи добавляют конденсатор. Для некоторых значений R_1 емкость этого конденсатора может быть очень малой, и из-за непредсказуемости величины паразитной емкости потребуется точная подстройка. В этом случае может выручить Т-образная цепь конденсаторов, как показано на рис. 4а. Для подстройки достаточно добавить к паразитной емкости меньше, чем одну пикофараду. В этой Т-образной схеме используется емкостной делитель, состоящий из конденсаторов C_2 и C_3 . Он ослабляет сигнал, приложенный к C_1 на входе схемы. Только часть выходного сигнала приложена к C_1 , поэтому на входной узел поступает меньшая часть сигнала. Тем самым ослабляется эффект шунтирования, и это выглядит так, как будто R_1 шунтируется меньшей емкостью.

Управление степенью ослабления осуществляется при помощи конденсатора C_3 . Это самый большой из конденсаторов, и, благодаря большой емкости, его проще найти в регулируемом исполнении. Так как этот конденсатор соединен с «землей», его можно экранировать для уменьшения влияния паразитной емкости во время настройки.

Другая возможность добавления емкости существует при использовании Т-образной резисторной цепи в обратной схеме, которой обычно заменяют резисторы с очень большим сопротивлением. Последний заменен на рис. 4б элементами с более приемлемыми номиналами, но при этом увеличился низкочастотный шум. Эта конфигурация похожа на Т-образную конденсаторную цепь. Здесь R_2 и R_3 ослабляют сигнал на R_1 , поэтому последний со стороны входного узла представляется как резистор с гораздо большим сопротивлением. Здесь не существует удобной возможности компенсации постоянного смещения из-за входных токов. Поэтому на неинвертирующем входе необходим резистор с очень большим сопротивлением.

Паразитную емкость в Т-образной цепи обратной связи можно уменьшить, увеличив расстояние между тремя элементами на печатной плате. А влияние паразитной емкости каждого отдельного элемента уменьшается за счет выбора меньшего номинала сопротивления. Чувствительность к другим паразитным емкостям от выхода операционного усилителя до его входа будет такой же, как и раньше.

Одним из положительных свойств ослабляющей цепи обратной связи является возможность использовать конденсаторы приемлемых номиналов. Установка конденсатора параллельно R_2 устраняет ослабление на высоких частотах, сводя сопротивление цепи обратной связи к R_1 . Эта операция отли-

чается от настоящего шунтирования резистора обратной связи конденсатором, так как здесь импеданс обратной связи выравнивается на некотором уровне, а не падает с увеличением частоты, но значительное уменьшение эквивалентного сопротивления можно использовать при необходимости. Другое преимущество Т-образной резисторной схемы — более точная компенсация ошибки по постоянному току.

Уменьшение высокочастотных шумов при шунтировании Т-образной схемы сопровождается их увеличением на низких частотах. Ниже частоты, на которой начинает работать шунтирование, шумовое усиление увеличивается из-за ослабления сигнала обратной связи в Т-образной цепи. Поэтому усиливаются шумы и напряжение смещения операционного усилителя, так же, как и шум резистора R_1 , с коэффициентом $1+R_2/R_3$. Борьба с этим можно при помощи резисторов с небольшим сопротивлением, так, чтобы этот эффект увеличивался только пропорционально квадратному корню из нового шумового усиления. Наиболее важно, однако, удалить усиление на высоких частотах с помощью шунтирующего конденсатора, поскольку это устраняет большую часть шумов из полученной шумовой полосы. При отсутствии других способов устранения высоких частот, зашунтированный резистор в Т-образной цепи обеспечивает наименьший общий выходной шум для широкого диапазона сопротивлений обратной связи.

Добавление емкости в обратную связь — это эффективный способ уменьшения шумового усиления, но оно так же эффективно уменьшает полосу пропускания сигнала. Эта полоса и так невелика из-за большого сопротивления обратной связи, и в результате может получиться полоса пропускания не боль-

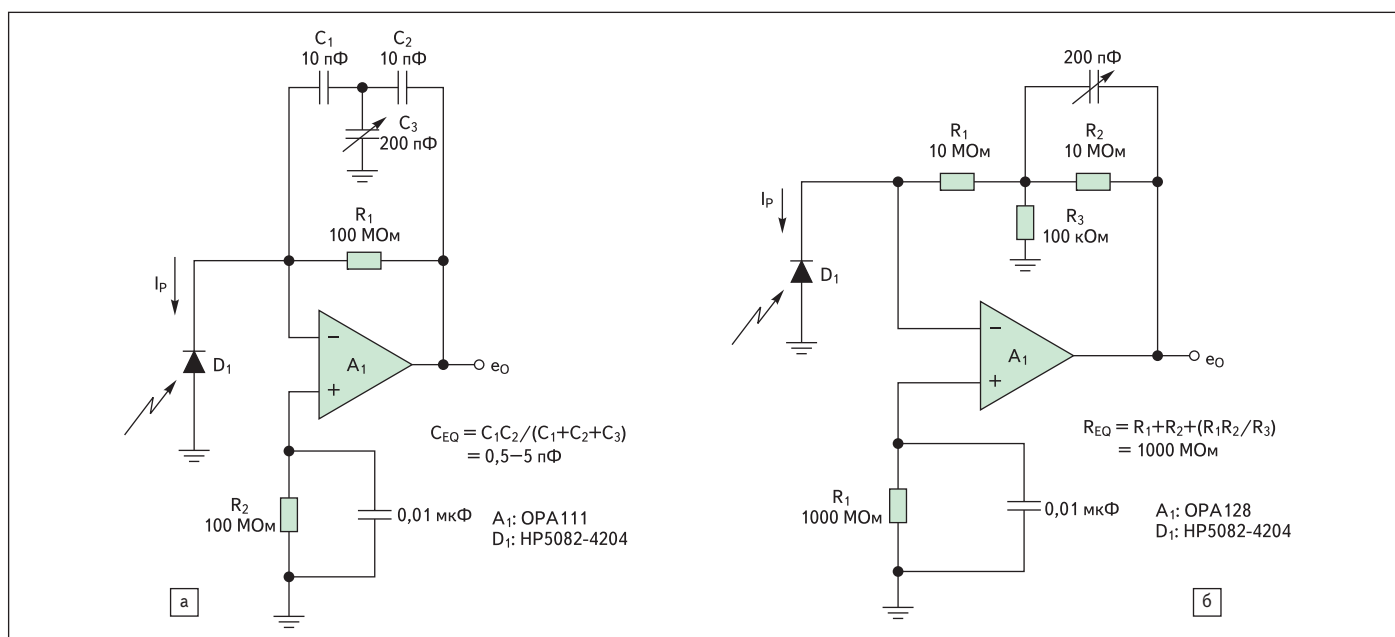


Рис. 4. а) Т-образная конденсаторная схема; б) развязка одним элементом в Т-образной резистивной цепи обратной связи

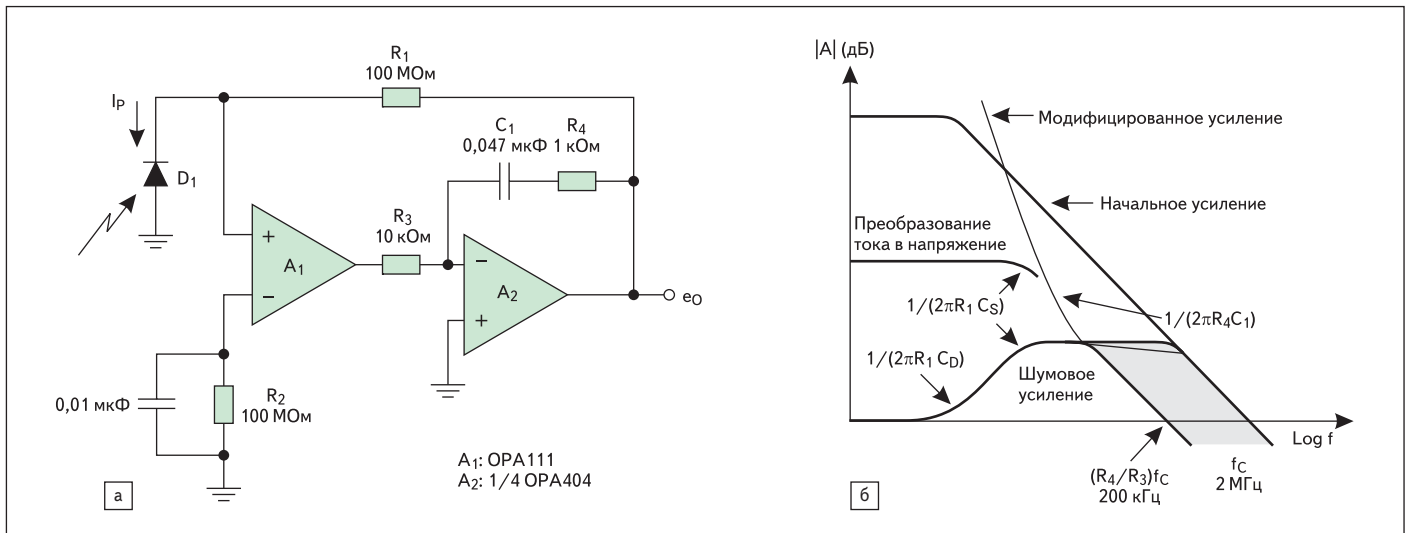


Рис. 5. а) Уменьшение шумов в схеме составного усилителя; б) сокращение полосы шумов без уменьшения полосы сигнала

ше одного килогерца. Желательно решить проблему шумов, ограничив полосу усилителя именно в точке неизбежного ограничения полосы сигнала. Тогда высокочастотное усиление, которое усиливает только шумы, будет удалено. Операционные усилители с возможностью внешней компенсации фазы позволяют сделать это, но среди них не встречаются усилители с достаточно малыми входными токами и напряжениями шумов, пригодные для работы с фотодиодами.

Чтобы получить нужное ограничение полосы с подходящими операционными усилителями, в составном усилителе используются два операционных усилителя, один из которых снабжен цепью управления фазовой компенсацией, как показано на рис. 5а. Обратите внимание на перестановку инвертирующего и неинвертирующего входов усилителя A_1 . Это необходимо для сохранения одиночной инверсии фазы в двух последовательно включенных усилителях. Для управления полосой пропускания в составной схеме к усилителю A_2 добавляется внутренняя обратная связь. На постоянном токе эта обратная связь блокируется C_1 , и общее усиление с разомкнутой обратной связью будет равно произведению этих усилений для каждого усилителя, или, в данном случае, 225 дБ. Спад частотной характеристики этого усиления происходит под действием полюса в усилении усилителя A_1 с разомкнутой связью и отклика интегратора, задаваемого для усилителя A_1 элементами C_1 и R_3 . Так как этот спад вызван действием двух полюсов, он должен быть ограничен перед пересечением кривой шумового усиления, чтобы обеспечить устойчивость. Ноль добавляется включением R_4 . Выше частоты этого нуля вследствие влияния R_4 прекращается интегрирование, и передаточная функция A_2 становится равной коэффициенту усиления инвертирующего усилителя — R_4/R_3 . В результате спад усиления становится больше, чем у одиноч-

ного усилителя на высоких частотах. В графическом отображении полоса шумового усиления на рис. 5б заметно сузилась, как если бы сократилась полоса пропускания операционного усилителя.

Сокращение полосы шумов показано на рис. 5б затененной областью. Визуально оно не выглядит существенным, но это из-за логарифмического масштаба. В действительности уменьшение шумов получается весьма значительное, потому что на этом верхнем частотном участке логарифмического графика представлена большая часть полосы пропускания усилителя. Перемещение точки единичного усиления шумов с 2 МГц до 200 кГц снижает выходной шум A_1 примерно в три раза. Чтобы получить тот же результат при помощи шунтирования обратной связи, придется уменьшить полосу пропускания сигнала в 10 раз. При подходе, показанном на рис. 5а, эта полоса не изменяется. Усилитель A_2 не добавляет ни шумов, ни постоянного смещения, так как он включен после усилителя с большим усилением A_2 . При использовании операционного усилителя OPA111 с исключительно малым входным шумом эта схема улучшает подавление шумов до фундаментального ограничения, накладываемого резистором обратной связи. Это условие сохраняется для всех практически применяемых значений большого сопротивления обратной связи. В качестве второго усилителя выбран широкополосный OPA404, ослабляющее действие которого простирается далеко за пределы полосы единичного усиления A_1 . Это предотвращает появление второго пика усиления, который может вызвать генерацию. Сигнальная полоса преобразования тока в напряжение при этом совершенно не затрагивается, так как на R_1 ничто не повлияло.

Показанная на рис. 5 технология обычно используется при низких уровнях сигнала, когда система особенно чувствительна к шумам. При большом значении сигнала стано-

вится важным ограничение скорости нарастания сигнала, но при использовании второго усилителя также можно добиться значительного улучшения ситуации. Ограничение скорости нарастания вызвано ограничением максимального выходного напряжения A_1 и его ослаблением в A_2 . Если максимальный размах напряжения на выходе A_1 составляет 12 В и усиление A_2 равно — 1/10, как показано на рис. 5, то итоговое выходное напряжение ограничено размахом 1,2 В. Для малых сигналов это будет приемлемо, так максимальные практически используемые значения сопротивления обратной связи сами по себе ограничивают выходной размах.

Высокоуровневые сигналы не столь чувствительны к шуму и лучше переносят более прямой подход к фильтрации. Активный фильтр после обычного преобразователя тока в напряжение также устраняет высокочастотный шум. Установка полюса фильтра на границе полосы сигнала приводит к тому, что полоса пропускания системы практически не простирается дальше полосы полезной информации. Такой фильтр не включается в контур обратной связи преобразователя, поэтому входной шум и смещение второго усилителя добавляются к сигналу.

Окончание следует

Литература

1. Tobey G., Graeme J., Huelsman L. Operational Amplifiers — Design and Applications, McGraw-Hill, 1971.
2. OPA101 product data sheet, PDS-434A, Burr-Brown Corp., 1980.
3. Morrison R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. 2-nd edition. John Wiley & Sons, 1977.
4. Sutu Y., Whalen J. Statistics for Demodulation RFI in Operational Amplifiers. IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. August 23, 1983.