

Окончание. Начало в № 2 `2009

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

Усилители для фотодиодов на операционных усилителях

Полоса пропускания

Требования к полосе пропускания являются неотъемлемой частью обсуждения преобразователя тока в напряжение по двум причинам. Общий выходной шум увеличивается пропорционально квадратному корню из полосы пропускания системы просто потому, что охватывается более широкий спектр шумов. Появляется конфликт между оптимальным соотношением сигнал/шум и полосой сигнала. Оптимум достигается для очень высокого усиления, но усиление преобразователей тока в напряжение ограничивается гораздо раньше спада полосы операционного усилителя. Для токового сигнала коэффициент обратной связи усилителя равен единице, и можно использовать всю полосу его единичного усиления. Кроме того, очень большое сопротивление обратной связи, которое дает требуемое усиление, шунтируется паразитной емкостью на очень низкой частоте. Паразитная емкость всего 0,5 пФ рядом с сопротивлением обратной связи 100 МОм уменьшает полосу сигнала от уровня мегагерц до единичного усиления 3,2 кГц. Чтобы уменьшить паразитное шунтирование, используются резисторы с малой паразитной емкостью и соблюдаются предосторожности при монтаже. Монтаж резистора обратной связи на некотором расстоянии уменьшает емкостную связь с печатной платой. Это расстояние обычно обеспечивается путем установки на изолирующие фторопластовые стойки для уменьшения токов утечки. Такой монтаж должен быть жестким, чтобы избежать появления шумов из-за микрофонного эффекта, вызванного механическим напряжением или вибрациями.

Последнее ограничение, влияющее на изменение таких величин, — емкостная связь через воздух вокруг корпуса резистора — всегда остается. Расширение полосы за пределы, обусловленные такими ограничениями, требует уменьшения сопротивления обратной связи и, следовательно, меньшего усиления преобразователя. Некоторые возможности для восстановления усиления показаны на рис. 6а. После преобразователя тока в напряжение просто добавляется второй усилитель, который доводит итоговый выходной трансимпеданс до величины $R_T = A_V R_1$. Таким образом, большое сопротивление уменьшается во столько раз, во сколько раз усиливает усилитель, и во столько же раз увеличивается полоса пропускания.

Несмотря на очевидность такого решения, его влияние на полосу пропускания и шум выражается не так непосредственно. Полоса второго усилителя ограничивает увеличение полосы системы. Полоса схемы из двух усилителей для результирующего трансимпеданса 100 МОм показана на рис. 6б как функция усиления по напряжению, добавленного в общее преобразование. Полоса с увеличением усиления напряжения сначала увеличивается линейно, так как снижение R_1 уменьшает влияние паразитной емкости. Однако увеличение требований к усилению A_2 в конечном итоге превращает полосу усилителя в ограничивающий фактор. Для данного набора условий существует оптимальное усиление. A_V дает максимальную полосу, показанную для трех типов усилителей. Этот максимум проявляется тогда, когда полоса усилителя с замкнутой обратной связью равна ограничению из-за паразитной емкости R_1 . Параметры, влияющие на этот максимум, — это итоговый трансимпеданс R_T и полоса единичного усиления второго усилителя, f_c . Взаимосвязь факторов, влияющих на выбор оптимальной полосы пропускания, описывается выражением для расчета R_1 :

$$R_1 = \sqrt{\frac{R_T}{2p C f_{SC}}}$$

При использовании ОРА404 в качестве второго усилителя полоса расширяется до 100 кГц от исходных 3 кГц. Этот широкополосный операционный усилитель дает наилучший частотный отклик (рис. 6). У него наибольший общий выходной шум, но это происходит, опять-таки, из-за большой полосы пропускания. Если требуется еще большая полоса пропускания, то надо выбирать между более быстрым операционным усилителем, с худшими, как правило, шумовыми параметрами, и уменьшением трансимпеданса. Для меньшей полосы пропускания на место A_1 требуется усилитель с меньшей полосой единичного усиления, поэтому можно использовать усилитель с FET на входе и малым шумом, подобный описанному ОРА111.

Платой за увеличение полосы пропускания за счет усиления напряжения является увеличение выходного шума, как из-за этого усиления, так и из-за добавления усилителя. В то время как меньшая величина R_1 снижает плотность шума, этому эффекту противо-

действует увеличение полосы пропускания, вплоть до отсутствия изменения итогового шума от резистора. Этот шум теперь увеличивается за счет усиления напряжения во втором усилителе, вызывая соответствующее увеличение выходного шума, пропорциональное этому усилению. К этому прибавляется шум операционного усилителя, что также показано на рис. 6б. Эти шумовые кривые являются продолжением кривых, представленных на рис. 3, с началом перехода на уровне 100 МОм для данного примера. В нижнем диапазоне усиления, при коэффициенте от 1 до 10, шум определяется, в первую очередь, операционными усилителями и их максимальным усилением, но эти эффекты переходят в доминирование шума резистора к концу данного диапазона. Также в этом диапазоне полоса сигнала, показанная на рис. 6б, управляет паразитной емкостью и линейно растет с увеличением усиления из-за соответствующего уменьшения сопротивления. Между коэффициентами усиления 10 и 100 полоса начинает уменьшаться из-за ограничений A_2 . Одновременно с этим уменьшением наблюдается выравнивание кривой выходного шума. Спад полосы усилителя и одновременное снижение сопротивления сводят к нулю эффект от увеличения усиления напряжения, оставляя выходной шум неизменным. В диапазоне усилений от 100 до 1000 эта тенденция сохраняется, и оптимальное качество деградирует, так как полоса уменьшается, а шум остается постоянным.

При условии, что допускается ухудшение шума при замене сопротивления на усиление напряжения, достоинства схемы в целом увеличиваются. Если же учитывать полосу пропускания, то это улучшение может компенсировать падение соотношения сигнал/шум. Ранее упоминалось, что простой преобразователь тока в напряжение больше страдает от излишней полосы пропускания при усилении напряжения шума усилителя, чем при усилении токового сигнала. Эта несообразность устранена в схеме на рис. 6, так как усиление напряжения увеличено, и A_2 начинает фильтровать более высокие частоты. Это показывают шумовые кривые, которые нарастают плавно, в отличие от кривых полосы пропускания (рис. 6б), до точки оптимальной полосы пропускания. В этой оптимальной точке полоса пропускания шума совпадает с полосой пропускания сигнала. В результате A_2 теперь работает как выход-

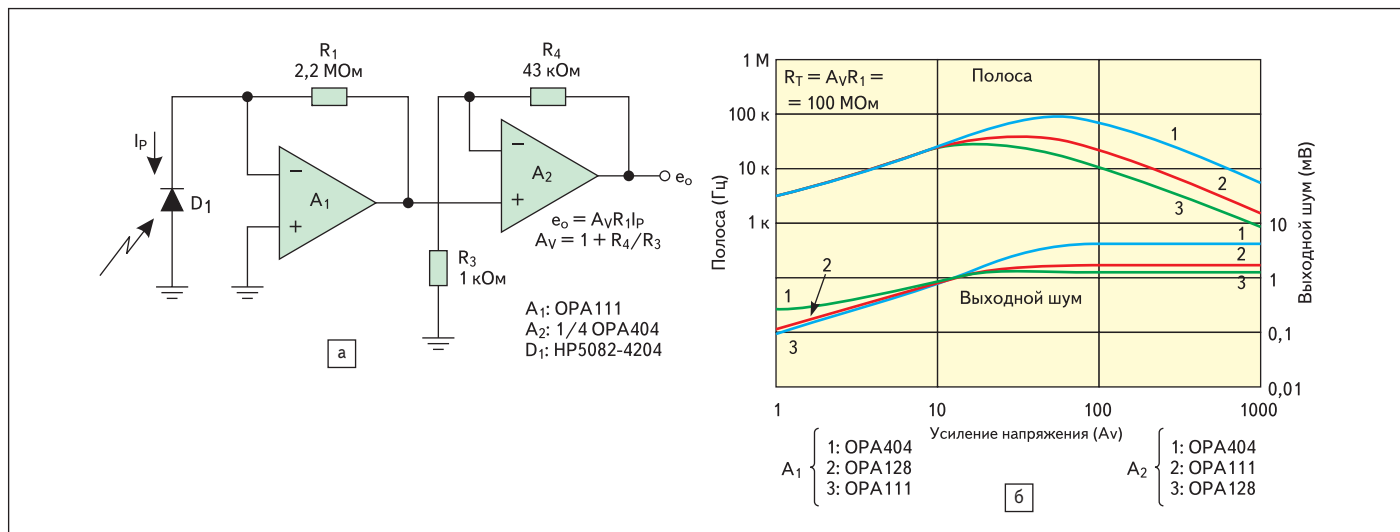


Рис. 6. а) Добавление усиления напряжения для увеличения полосы при сохранении общего трансимпеданса; б) графики зависимости полосы пропускания и входного шума (полоса пропускания увеличивается быстрее, чем шум)

ной активный фильтр, обсуждавшийся ранее. Если каждая из этих кривых прорисована до заданного трансимпеданса 100 МОм и выбраны усилители и фотодиод, то подобный оптимум можно найти для любого проекта.

Для некоторых применений серьезным недостатком приведенной схемы является необходимость использования двух операционных усилителей на каждый фотодатчик. Часто сотни датчиков работают в одном массиве. В качестве компромисса можно применять один ОУ для получения того же трансимпедансного усиления, но без резисторов с очень большим сопротивлением, если окажется приемлемым некоторое ухудшение полосы пропускания и шумов. Один и тот же ОУ может одновременно выполнять преобразование тока в напряжение и последующее усиление напряжения. Согласно традиционной технике, эта задача решается так, как показано на рис. 7а, где R_2 необходим для преобразования тока в напряжение, а R_3 и R_4 — для установки усиления по напряжению. Ток из диода D_1 течет через резистор R_2 , в результате чего на неинвертирующем входе операционного усилителя появляется напряжение сигнала. Однако это напряжение также приложено к фотодиоду, и из-за этого возникает нелинейность, как было описано ранее.

Вместо этого фотодиод подключается непосредственно между входами операционного усилителя, и тогда на нем поддерживается нулевое напряжение. Как показано на рис. 7б, резисторы выполняют те же функции, что и в предыдущей схеме, но передаточная функция схемы будет линейной. Ток из фотодиода также течет через R_2 , создавая также же сигнальное напряжение. Этот ток течет и в цепь обратной связи, но дает меньший эффект из-за меньшего сопротивления резисторов. Для показанных на рис. 6 номиналов резисторов эквивалентное трансимпеданс-

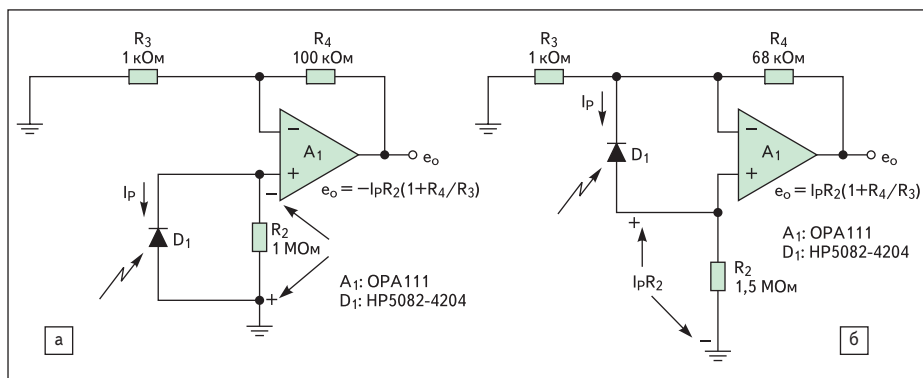


Рис. 7. Одновременное преобразование тока в напряжение и усиление по напряжению на одном операционном усилителе: а) влияние нежелательного напряжения на диоде; б) устранение влияния при помощи подключения диода между входами операционного усилителя

ное усиление составляет 100 МОм: так же, как и в примере с двумя ОУ, но полоса пропускания увеличивается меньше. На частоте 20 кГц усиление равно семи, а не заданному коэффициенту усиления, как на рис. 6а. Новое ограничение полосы пропускания объясняется изменением схемы и происходит из-за нового расположения резистора с высоким сопротивлением. Этот резистор теперь шунтирован синфазной входной емкостью операционного усилителя, а не маленькой паразитной емкостью. Для максимального увеличения полосы пропускания необходимо, чтобы эффект от этого шунтирования совпал со спадом частотной характеристики усилителя. Это достигается соответствующим выбором R_2 и усиления по напряжению. Еще одно преимущество такого выбора состоит в том, что шум резистора за пределами полосы пропускания ослабляется со спадом 40 дБ за декаду.

Итоговый выходной шум от резистора в базовой схеме увеличивается пропорционально квадратному корню из усиления напряжения. Здесь добавляется небольшая со-

ставляющая, возникающая из-за того, что удален операционный усилитель как нормальный источник повышения усиления. Однако новый источник включен на рис. 7б, снова из-за емкости диода, как показано на рис. 8а. Напряжение шума усилителя, e_n , действует непосредственно через емкость, порождая шумовой ток, который течет через R_2 . Цепь емкостной обратной связи, состоящая из C_D и C_{ICM} , создает шумовое усиление, максимум которого равен $1 + C_D/C_{ICM}$ и которое существует дополнительно к нормальному шумовому усилению неинвертирующего усилителя.

Влияние на частотную характеристику изображено на рис. 8б, и оно также вызывает подъем шумового усиления на высоких частотах. Это происходит на более высоких частотах, чем в базовой схеме преобразователя тока в напряжение, потому что применяется меньшее сопротивление, и этот подъем быстрее прекращается из-за спада частотной характеристики операционного усилителя. Для диода с малой емкостью, использованного в обоих примерах схем, он теперь охва-

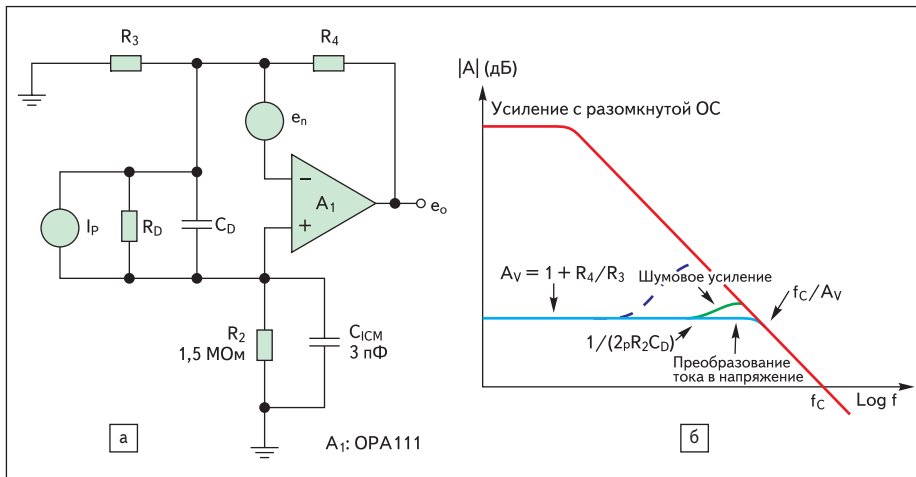


Рис. 8. а) Схема с емкостью фотодиода, добавляющего положительную обратную связь к схеме на рис. 7б; б) график усиления

тывает небольшую область на графике, что, соответственно, уменьшает влияние шума. Для больших диодов, тем не менее, этот эффект тоже присутствует, как показано штриховой линией для емкости около 200 пФ. Часть спектра, охватываемая подъемом, не находится на верхнем краю полосы пропускания усилителя, как это было в базовой схеме. Следовательно, шум операционного усилителя не стал основным источником.

Помехи

Так как уменьшение шумов, возникающих в схеме, имеет пределы, необходимо рассмотреть и внешние источники шумов. Преобразователь тока в напряжение с его очень высоким сопротивлением крайне чувствителен к помехам от электростатических, магнитных и радиочастотных источников. Эти источники требуют внимания при экранировании, заземлении и физическом расположении компонентов [3], иначе их вклад в шум устройства будет доминировать. В любом случае, физическое отделение источников шума от чувствительных схем — это важнейший шаг, но необходимы и другие меры.

Электростатическая связь, например, с линиями питания, передает шумовые сигналы через взаимные емкости, которые существуют между любыми двумя объектами. Разность напряжений между объектами влияет на их емкости, и любые изменения напряжения создают шумовые токи от одного объекта к другому. Чтобы избежать этих ложных сигналов, используется электростатическое экранирование, которое преграждает путь паразитным токам и отводит их на «землю». В этом случае заземление должно производиться к общей «земле» для разных объектов. Такие экраны, однако, создают паразитные емкости между экранируемыми компонентами, и они должны быть также соединены с сигнальной «землей» во избежание паразитных связей между ними. Тогда через экран

протекает емкостный ток с выхода преобразователя тока в напряжение, и он шунтируется на «землю» и не создает ограничений полосы пропускания для резистора обратной связи. Кроме того, экран создает емкость между входом преобразователя и «землей», возможно, добавляя подъем усиления и тем самым влияя на общий выходной шум.

Так как электростатическая связь наиболее часто возникает на частоте питающей сети и тогда одинакова для всех точек схемы, она является естественным «кандидатом» на устранение при помощи подавления синфазного сигнала в операционном усилителе. На этой частоте коэффициент ослабления синфазного сигнала (КОСС, CMR) очень велик, но в обычной схеме преобразователя тока в напряжение он не используется. Это следствие несимметричной конфигурации входа вместо дифференциальной, но последнее вполне можно применять для улучшения подавления шумов, а также уменьшения ошибки по постоянному току. КОСС операционного усилителя не полностью заменяет экранирование, так как электростатическая связь не идеально синфазна относительно входов усилителя. Он необходим как вторая защита, ослабляющая способность которой наиболее полезна для удаления остатков электростатической связи, проходящих через неидеальный экран.

Усилитель с дифференциальным входом на операционном усилителе очень хорошо подходит для сигнала фотодиода. Так как фотодиод генерирует токовый сигнал, он доступен на обоих выводах этого датчика и может подключаться к обоим входам усилителя, как показано на рис. 9а. Здесь ток диода больше не возвращается по «земле», а подается на неинвертирующий вход усилителя. Тем самым создается второе напряжение сигнала, которое удваивает усиление схемы, когда $R_1 = R_2$ для компенсации. Для данного значения усиления сопротивления резисторов должны составлять только половину от нормального для аналогичного уменьшения ошибки от

входных токов усилителя. Здесь также отсутствует постоянное напряжение на фотодиоде, так как он включен между входами операционного усилителя. А так как напряжение между входами практически равно нулю, то отсутствует и ток утечки фотодиода.

Помимо этих преимуществ, добавляется еще и улучшение ослабления синфазных наводок. Электростатическая связь в этом преобразователе тока в напряжение показана на рис. 9б рядом с паразитными емкостями преобразователя. Здесь подразумевается нулевой сигнал, чтобы продемонстрировать только влияние электростатической связи. Источник электростатического шума ее генерирует токи ошибки i_e через взаимные емкости C_M в схеме с двумя входами. Может показаться, что влияние связи будет различным для двух точек, потому что обратная связь устанавливает виртуальный нулевой импеданс в точке подключения к R_1 , а второй узел имеет высокий импеданс. Но шумовая связь происходит через токи в емкостях, которые зависят только от напряжений на емкостях. На обоих входах под действием обратной связи усилителя устанавливаются одинаковые напряжения, и поэтому шумовые токи i_e оказываются одинаковыми. Эти одинаковые токи порождают эффект подавления шумового напряжения e_{ne} на двух резисторах схемы до нуля на выходе.

Точность подавления ошибки определяется согласованием трех факторов: взаимных емкостей, резисторов и шунтирующих их паразитных емкостей. Согласование взаимных емкостей достигается размещением резисторов на равных расстояниях от любых источников значительных помех, неэффективно блокируемых экраном. Равные величины сопротивлений гарантируют точное подавление паразитных сигналов до тех пор, пока не будут достигнуты частоты, на которых начинается разбаланс из-за шунтирующих паразитных емкостей. R_1 шунтируется только паразитной емкостью около 0,5 пФ, но параллельно R_2 работает намного большая синфазная входная емкость операционного усилителя $C_{ИСМ}$. Для 3 пФ у OPA111 и показанного на рис. 9 сопротивление 50 МОм полюс появится на частоте 1 кГц, внося разбаланс импедансов в полезной полосе частот. Это шунтирование емкостью $C_{ИСМ}$ также ограничивает полосу сигнала на более низких частотах, чем обычно. Полоса R_2 спадает раньше, чем у R_1 , поэтому результирующий отклик будет иметь две плоские области, разделенные по усилению в два раза.

Для большинства случаев электростатической связи с силовыми проводами на частоте питающей сети описанное емкостное шунтирование дает лишь незначительный эффект. Для лучшего подавления высоких частот надо или добавить конденсатор параллельно R_1 , чтобы восстановить согласование импедансов, или же обеспечить постоянный сигнал на синфазной входной емкости. Послед-

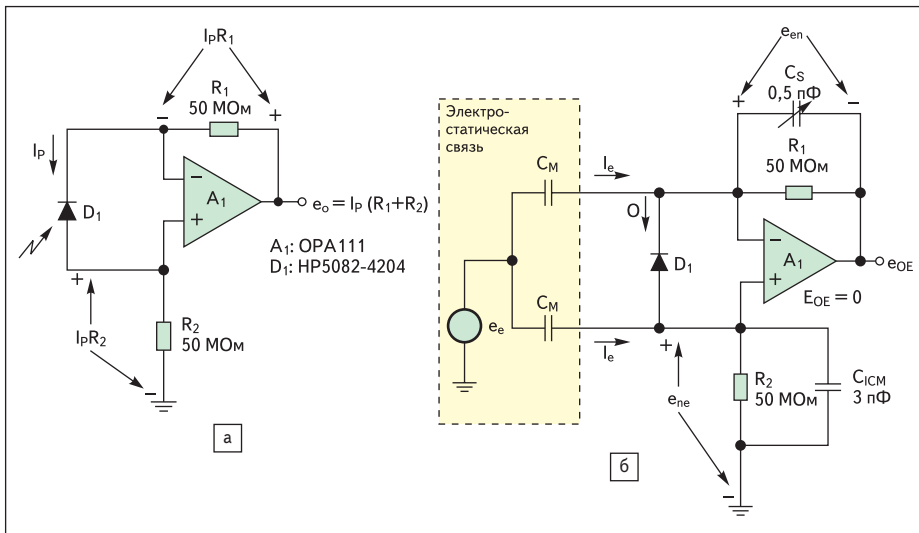


Рис. 9. Использование коэффициента ослабления синфазного сигнала операционного усилителя: а) подача сигнала на дифференциальный вход; б) ослабление электростатической связи

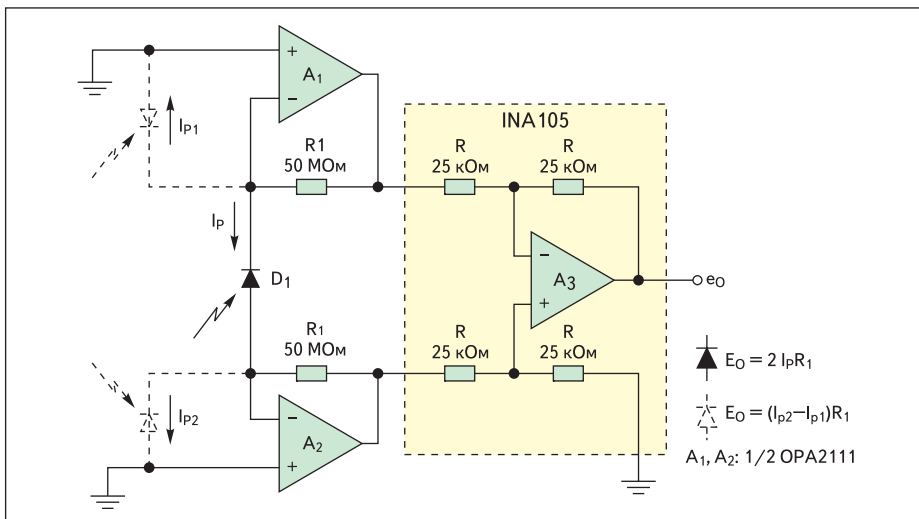


Рис. 10. Усилитель с дифференциальными входами, имеющий широкую полосу КОСС и усиления (входные синфазные емкости усилителей соединены с виртуальной «землей»)

ний вариант предлагает более точное решение и освобождает от ограничения полосы пропускания, вызванного СІСМ, так же, как при использовании второго дифференциального подключения. Как показано на рис. 10, фотодиод подключается между входами двух преобразователей тока в напряжение, выходы которых соединены с входами дифференциального усилителя INA105. Ток фотодиода снова течет через два одинаковых сопротивления, на которые действует одинаковая электростатическая шумовая связь. Ток диода создает дифференциальный сигнал на сопротивлениях, а шумовая связь генерирует синфазный сигнал. При прохождении через INA105 эти сигналы разделяются: сигнал диода проходит на выход, а шумовой сигнал подавляется.

Неинвертирующие входы обоих преобразователей тока в напряжение заземлены, поэтому на обоих выводах диода устанавлива-

ется нулевое напряжение. Кроме того, в такой схеме исключается появление сигнала на синфазных входных емкостях, поэтому увеличивается полоса усиления сигнала и подавления электростатических помех. Обратите внимание на то, что неинвертирующие входы не подключаются через высокое сопротивление для коррекции ошибок от входного тока. Это не нужно, так как A_1 и A_2 формируют согласованные напряжения на своих выходах. Эти напряжения являются синфазным входным сигналом для INA105, и поэтому они подавляются.

Другая функция, которую может выполнять дифференциальная схема на рис. 10, — это дифференциальное измерение сигналов от двух фотодиодов. Вместо D_1 к входу каждого преобразователя тока в напряжение подключается по отдельному диоду. Эти диоды показаны на рис. 10 штриховыми линиями. Их токи порождают независимые напряже-

ния на выходах A_1 и A_2 , после чего они проходят через дифференциальный усилитель для устранения синфазной составляющей. Оставшееся выходное напряжение пропорционально разности между двумя входными фототоками как мера относительной освещенности. Такой сигнал используется в датчиках положения или слежения за оптической дорожкой в качестве сигнала обратной связи.

Может оказаться, что магнитную шумовую связь труднее устранить, чем электростатическую, но ее влияние также уменьшается при использовании дифференциальных входов. В этом случае возникает связь через взаимную индуктивность, поэтому основной задачей является минимизация размеров петель проводников вместе с экранированием и максимальным разделением источника и приемника помех. Ее влияние не устраняется электростатическим экраном, поэтому первым шагом должно быть подавление помех непосредственно на их источнике. Силовые трансформаторы, которые невозможно удалить на достаточное расстояние, должны иметь экранирование, чтобы большая часть их магнитных полей оставалась внутри трансформатора. Оставшиеся магнитные связи воздействуют через физическую и схемотехническую конфигурации. Резисторы с большим сопротивлением, используемые в трансимпедансных усилителях, чувствительны к этому воздействию, и соединения между этими резисторами и высокоимпедансными входами операционных усилителей должны быть как можно короче. Оставшиеся помехи делаются синфазными за счет согласования формы и размеров проводников, чтобы операционный усилитель мог их подавить. На рис. 9, 10 большое сопротивление разделено между двумя одинаковыми элементами, которые физически монтируются с одинаковой ориентацией и на одинаковом расстоянии относительно источника магнитных помех. Помехи, наведенные на два резистора, в этом случае создают одинаковые сигналы, которые подавляются на выходе усилителя.

Третья разновидность помех — радиочастотные — хуже ослабляются усилителями, поэтому основные способы борьбы с ними — это экранирование и фильтрация. Источники радиочастотных помех могут оказаться поблизости от схемы с фотодиодом, например, это могут быть цифровые схемы, которые наиболее часто присутствуют в системе. На высоких частотах операционные усилители имеют небольшое усиление и слабое подавление синфазных сигналов, и поэтому они не могут подавлять радиочастотные сигналы. Из-за этих ограничений операционных усилителей и ограничения полосы в основной схеме преобразователя тока в напряжение исследуемые сигналы не могут находиться в радиочастотном диапазоне. Для удаления нежелательных сигналов можно использовать фильтрацию, если ее удастся применить на входе усилителя. Фильтрация после усилите-

ля менее эффективна, так как операционный усилитель может работать подобно радиочастотному детектору, отделяющему более низкие частоты от несущей. Дальнейшее уменьшение этих видов шумов можно получить при помощи радиочастотных экранов и «земляных» слоев на печатной плате. ■

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.