

Высококачественные аналоговые компоненты

Журнал по применению аналоговых КОМПОНЕНТОВ

Третий квартал, 2011



ВАЖНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Продукция и услуги компании Texas Instruments Incorporated и её подразделений, описанные здесь, предоставляются в соответствии с стандартными условиями и положениями о продажах. Мы рекомендуем перед размещением заказов ознакомиться с наиболее актуальной и полной информацией о продукции и услугах TI. Компания TI не несёт ответственности за клиентские приложения или разработки, производительность программного обеспечения или нарушения патентного законодательства. Публикация информации о продуктах и услугах других компаний не означает, что TI рекомендует таковые продукты и услуги, принимает за них ответственность или гарантирует их качество.

Компания Texas Instruments Incorporated и её дочерние компании сохраняют за собой право на введение исправлений, усовершенствований, улучшений и других изменений в свою продукцию и оборудование в любое время и на остановку производства любой продукции и оборудования без предварительного уведомления. Покупатели должны получить последнюю соответствующую информацию, прежде чем размещать заказы, и подтверждение, что эта информация действительна и полна. Вся продукция, продаваемая TI, подпадает под действие терминов и условий продажи и поставляется в сроки, указанные в подтверждении заказа.

Компания TI гарантирует характеристики своей продукции в соответствии со спецификациями, действовавшими на момент продажи и в соответствии со стандартными гарантийными обязательствами компании. Испытания и другие методы управления качеством использованы в той мере, которую TI считает необходимой для поддержания этих гарантий. За исключением выполнения обязательств, связанных с выполнением правительственных требований, не обязательно выполняются испытания всех параметров каждого образца продукции.

Компания TI заявляет, что она не несёт ответственности за разработки, выполняемые потребителями её продукции или за содействие в области применения этой продукции. Потребители ответственны за свою продукцию и её применение при использовании в ней компонентов производства компании TI.

Для минимизации риска, связанного с продукцией потребителя и её применением, потребитель должен обеспечить соответствующие меры по обеспечению безопасности.

TI не гарантирует и не представляет каких-либо лицензий, прямых или косвенных, на патентные права TI, авторские права, промышленные образцы или другие права интеллектуальной собственности TI, связанные с любым оборудованием и процессами, в котором используются продукты или услуги TI. Информация, опубликованная TI в отношении продуктов третьих сторон или услуг, не является лицензией от TI на использование таких продуктов или услуг или гарантией их одобрения. Использование такой информации может требовать лицензий третьей стороны на использование соответствующих патентов или другой интеллектуальной собственности третьей стороны или лицензии от TI на использование патентов или другой интеллектуальной собственности TI.

Воспроизведение информации, приведённой в справочниках TI или справочных листах, допустимо только тогда, когда оно осуществляется без изменений и сопровождается всеми связанными с ней гарантиями, условиями, ограничениями и уведомлениями. Воспроизведение этой информации с изменением является неправомерным и противоречит бизнес-практике. TI не несёт ответственности за такие изменённые документы.

Перепродажа продукции или услуг TI с заявленными параметрами, отличающимися или выходящими за пределы параметров, заявленных TI для этого продукта или услуги, приводит к немедленному прекращению любых подразумеваемых гарантий на связанные продукты или услуги TI и является неправомерным и противоречащим бизнес-практике. TI не несёт ответственности за любые такие заявления.

Продукция TI не предназначена для использования в критических с точки зрения безопасности областях (таких как системы жизнеобеспечения), где отказ изделия компании TI может привести к нанесению серьёзного вреда здоровью или смерти, если только сотрудники компании — изготовителя оборудования не выполнили все требования, предъявляемые к продукции подобного назначения. Покупатели должны представлять, что они обязаны выполнить все необходимые экспертизы по безопасности и нести юридическую ответственность за свою продукцию, должны знать и согласны, что именно они ответственны за соответствие своей продукции всем имеющим законную силу требованиям безопасности, касающимся их продукции, и любое использование изделий TI в таких критических с точки зрения безопасности областях, несмотря на любую информацию по применению или поддержку, обеспечиваемую компанией TI. Далее, покупатели должны полностью возместить компании TI и её представителям любой ущерб, имевший место из-за использования продукции TI в таких критических с точки зрения безопасности областях.



**TI E2E™
Community**

**engineer.to.engineer,
solving problems**

Общайтесь!

- задавайте вопросы,
- делитесь опытом,
- обсуждайте идеи,
- решайте проблемы.

Включайтесь в дискуссию!

e2e.ti.com

e2e.ti.com/ru

e2e.ti.com/ru/forums

Содержание

Введение	4
Сбор данных	
Анализ джиттера во временной области. Часть 3.	5
<p>Данная статья продолжает тему анализа джиттера тактового сигнала, рассказывая, как можно улучшить отношение сигнал/шум АЦП за счёт уменьшения апертурного джиттера. Активный метод увеличения SNR базируется на использовании малошумящего усилителя, а пассивный — на использовании повышающего трансформатора. Последующие измерения показывают, что увеличение скорости нарастания тактового сигнала позволяет достичь расчётных значений SNR для заданной величины джиттера тактового сигнала.</p>	
Как работает дельта-сигма АЦП. Часть 1.	13
<p>В настоящее время аналоговые методы обработки сигналов постепенно вытесняются цифровыми. Так, дельта-сигма АЦП почти на три четверти являются цифровыми устройствами и лишь на четверть — аналоговыми. Современные дельта-сигма АЦП идеально подходят для преобразования аналоговых сигналов в широком диапазоне частот. В данной статье рассматриваются структура и принцип работы дельта-сигма-модулятора.</p>	
Управление электропитанием	
Зарядное устройство с повышением напряжения, питающееся от панели солнечных элементов	17
<p>Всё более популярным становится заряд аккумуляторных батарей с использованием солнечной энергии. При этом всё чаще требуется заряжать многоэлементные аккумуляторы, напряжение которых превышает выходное напряжение распространённых панелей солнечных элементов. Последнее обстоятельство требует применения зарядных устройств с повышающей топологией. В настоящей статье описывается переделка понижающего зарядного устройства в устройство с повышающей топологией.</p>	
Интерфейсы (передача данных)	
Применение изолированных приёмопередатчиков RS-485 в оборудовании сценического освещения и создания спецэффектов стандарта DMX512.	21
<p>Протяжённость сетей передачи данных нередко достигает 1200 м. В данной статье приводятся краткие сведения о стандарте DMX512-A, в котором физический уровень сети реализован на основе интерфейса EIA-485. В статье также рассматривается пример схемы подключения изолированного узла ответчика к сети DMX512-A.</p>	
Промышленные интерфейсы сбора данных с цифровыми изоляторами	24
<p>Гальваническая изоляция стала воистину притчей во языцех среди разработчиков промышленных устройств в связи с необходимостью защиты персонала и оборудования. В то время как в аналоговых системах используются одноканальные развязывающие усилители, экономичные цифровые усилители позволяют выполнить развязку многоканальных интерфейсов в меньших габаритах. В данной статье рассмотрены оба типа изоляторов и принципы их работы.</p>	
Усилители: Операционные усилители	
Преобразование несимметричного видеосигнала в дифференциальный в системах с однополярным питанием	29
<p>Видеосигналы большей частью обрабатываются как несимметричные, однако передавать их по кабелю чаще бывает удобнее как дифференциальные сигналы. В данной статье показано применение полностью дифференциального усилителя для преобразования несимметричных видеосигналов в дифференциальные с целью последующей их передачи по кабелю Cat 5 в системе с однополярным питанием. Кроме того, приводится пример моделирования представленной схемы в бесплатной среде TINA-TI™.</p>	
Указатель статей	34

Чтобы посмотреть прошлые выпуски журнала *Analog Applications Journal*, посетите веб-сайт www.ti.com/aaj

Введение

Журнал по применению аналоговых компонентов — это сборник статей, призванный дать читателю базовые представления о продукции, производимой TI, и предложить простые практические примеры её использования в типичных приложениях. Статьи предназначены не только для инженеров-разработчиков, но и для руководителей инженерных подразделений, техников, системотехников, маркетологов и специалистов отделов продаж. Поэтому основное внимание в данных статьях уделяется общим вопросам применения, без привлечения сложного математического аппарата.

Материалы статей не содержат прямых указаний по реализации конкретных схем — их можно рассматривать только как примеры использования тех или иных устройств для решения определённых задач. В этом сборнике читатели найдут как учебные материалы, так и практические рекомендации по применению компонентов в следующих областях:

- сбор данных;
- управление электропитанием;
- интерфейсы (передача данных);
- усилители: операционные усилители.

Также читатель сможет найти структурные схемы и исходные коды программ и подпрограмм. Наконец, журнал содержит рекомендации и практические советы по подготовке к реализации проектов.

Анализ джиттера во временной области. Часть 3

Томас Ной (Thomas Neu)

Инженер по применению

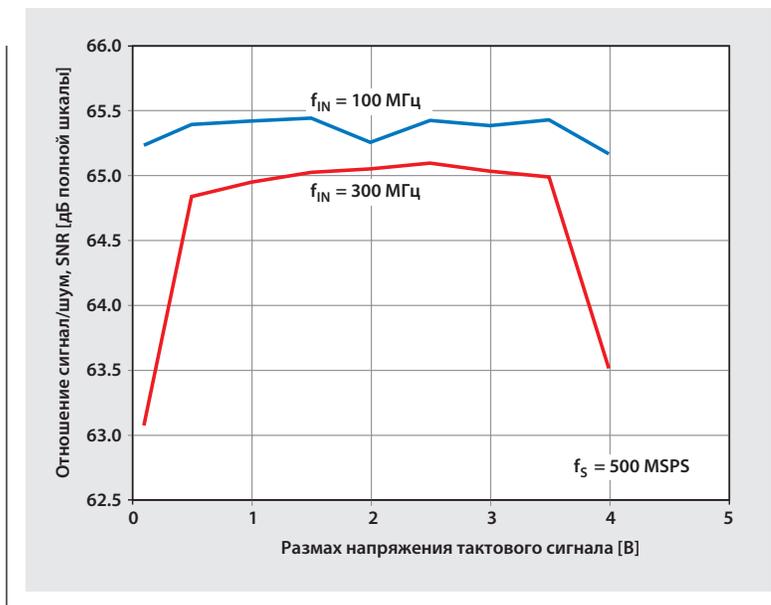
Введение

Первая часть данной статьи была посвящена вопросам точной оценки джиттера тактового сигнала и его объединения с апертурным джиттером АЦП [1]. Во второй части статьи мы использовали полученный суммарный джиттер для вычисления отношения сигнал/шум (SNR) АЦП, а потом сравнили вычисленные значения с измеренными [2]. В третьей части мы увидим, как можно улучшить отношение сигнал/шум за счёт уменьшения апертурного джиттера АЦП. Основное внимание при этом будет уделено оптимизации скорости нарастания тактового сигнала.

Как было показано в предыдущих частях статьи, основным методом, позволяющим достичь паспортных значений параметра SNR для АЦП, является фильтрация тактового сигнала с использованием полосового фильтра. Фазовый шум тактового сигнала на стороне приёмника вносит существенный вклад в суммарный джиттер, при этом чем выше частота входного сигнала, тем значительно снижается SNR АЦП.

К сожалению, применение полосового фильтра имеет два больших недостатка. Прежде всего, такой фильтр не только удаляет фазовый шум тактового сигнала, но и подавляет нечётные гармоники высших порядков основной частоты тактового сигнала, превращая прямоугольный сигнал в синусоидальный. Эти гармоники (третья, пятая и т.д.) необходимы для достижения высокой скорости нарастания, что минимизирует апертурный джиттер АЦП. Во-вторых, полосовой фильтр вносит ослабление в тактовый сигнал; вели-

Рис. 20. Зависимость SNR от амплитуды тактового сигнала для разных частот входного сигнала (из документации ADS54RF63)

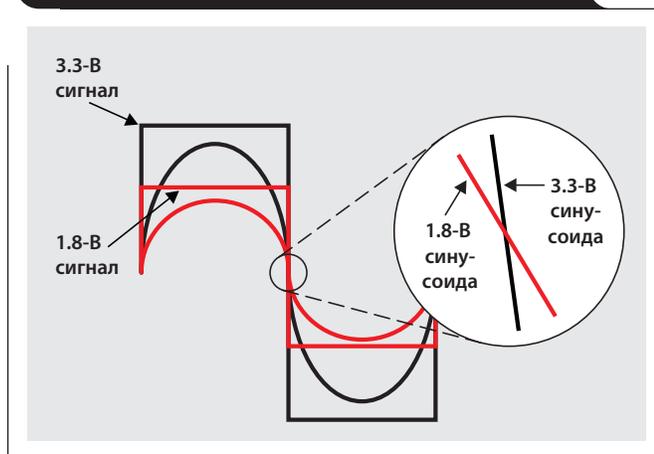


чина ослабления зависит от порядка и топологии фильтра и, как правило, находится в диапазоне от 1 до 9 дБ. При этом уменьшается амплитуда тактового сигнала и, соответственно, ещё больше снижается его скорость нарастания.

Влияние скорости нарастания на значение SNR часто приводится в документации на АЦП в виде графика зависимости SNR от амплитуды тактового сигнала, как показано на Рис. 20. Этот график, позаимствованный из документации на АЦП ADS54RF63 [3] производства Texas Instruments (TI), показывает, что чем больше амплитуда тактового сигнала, тем выше скорость его нарастания. Данный график также позволяет убедиться, что чувствительность параметра SNR к скорости нарастания тактового сигнала, как и ожидалось, растёт с увеличением частоты входного сигнала f_{IN} . В то же время этот график свидетельствует, что при значительной перегрузке тактового входа может произойти ограничение и искажение тактового сигнала в самом АЦП, что отрицательно скажется на величине SNR.

С целью снижения собственных шумов и уменьшения потребляемой мощности производители ИС предлагают микросхемы распределения тактовых сигналов с меньшим числом функциональных узлов и, соответственно, с меньшим энергопотреблением. Так, сформировать тактовый сигнал с высокой скоростью нарастания при напряжении питания 1.8 В гораздо сложнее, чем при напряжении 3.3 В. Потери в полосовом фильтре только усугубляют данную ситуацию (Рис. 21).

Рис. 21. Входной и выходной сигналы полосового фильтра при 1.8- и 3.3-вольтовой логике



Оставшаяся часть нашей статьи будет посвящена двум практическим способам увеличения скорости нарастания фильтрованного тактового сигнала в реальных приложениях посредством «восстановления» подавленных гармоник. По сути дела, нам нужно привести сигнал обратно к прямоугольному виду и как можно сильнее увеличить его амплитуду для компенсации потерь в полосовом фильтре (ПФ). Обе эти задачи могут быть решены усилением тактового сигнала посредством пассивной либо активной схемы (Рис. 22). Каждое из решений имеет как достоинства, так и недостатки, которые мы обсудим ниже при рассмотрении основных требований, определяющих выбор того или иного решения.

Использование малошумящего усилителя для активного усиления

Довольно часто разработчики не желают использовать активные схемы усиления, поскольку они привносят дополнительные шумы и увеличивают энергопотребление системы. Однако в ряде случаев усилитель может оказаться единственным возможным решением, как, например, при наличии в устройстве тактового сигнала, частота которого превышает полосу пропускания повышающего трансформатора.

При выборе конкретной модели усилителя разработчик должен обратить внимание на следующие параметры.

Полоса пропускания усилителя — На рынке представлено множество усилителей высокой частоты, однако лишь очень малая их часть способна работать в диапазоне промежуточных частот (< 250...500 МГц). Коэффициент шума обычных КМОП-усилителей слишком высок (≥ 2 дБ), чтобы они могли хоть как-то заинтересовать нас, поэтому, как правило, выбирают усилитель высокой частоты. Усилитель должен иметь такую рабочую полосу

Рис. 22. Увеличение скорости нарастания тактового сигнала

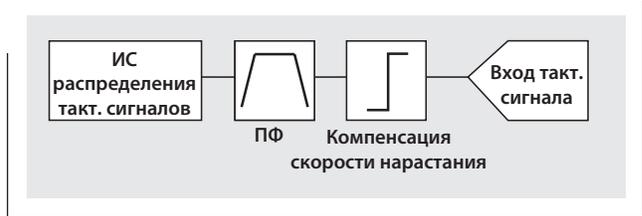
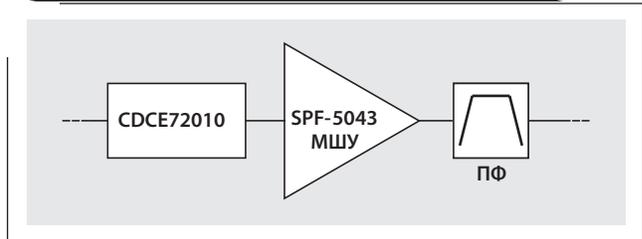


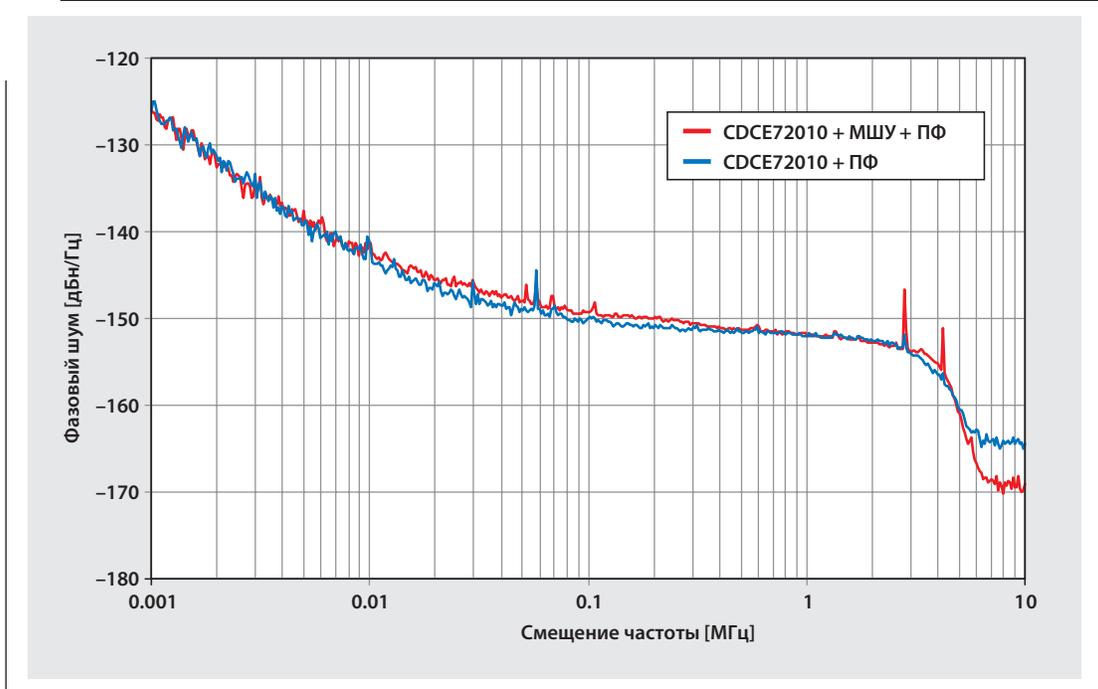
Рис. 23. Экономичный МШУ компенсирует потери в ПФ



пропускания, чтобы в неё попадала хотя бы третья, а ещё лучше — пятая гармоника основной частоты тактового сигнала. Соответственно, для усиления тактового сигнала частотой 122.88 МГц верхняя граница полосы пропускания усилителя должна быть не ниже 368.64 МГц, а для усиления сигнала 500 МГц — не ниже 1.5 ГГц.

Коэффициент шума — Чтобы свести к минимуму дополнительные шумы, вносимые малошумящим усилителем (МШУ), его коэффициент шума должен составлять не более 2 дБ. Большинство МШУ, даже с малыми коэф-

Рис. 24. МШУ немного увеличивает фазовый шум тактового сигнала в полосе пропускания ПФ



фициентами шума, вносят в тактовый сигнал широкополосный шум. Поэтому МШУ должен располагаться между источником тактового сигнала и полосовым фильтром (ПФ), как показано на Рис. 23, — это позволит частично избавиться от дополнительного шума (Рис. 24). Микросхема CDCE72010 от TI, указанная на Рис. 23 и Рис. 24, — это синхронизатор тактовых сигналов, который мы использовали во 2-й части данной статьи. Следует заметить, что усилители с меньшим коэффициентом шума, как правило, имеют большее потребление — в ряде случаев это может оказаться дополнительным ограничивающим фактором при выборе усилителя.

Точка компрессии P1dB — точка компрессии определяет максимально возможный размах выходного сигнала. Чтобы получить размах тактового сигнала на уровне 2 В, значение параметра P1dB должно быть не хуже 10 дБм.

Напряжение питания — Напряжение питания усилителя можно рассматривать как ограничитель, предотвращающий превышение максимально допустимого напряжения на тактовом входе АЦП. Однако для достижения оптимальных характеристик может потребоваться иное напряжение, что приведёт к увеличению стоимости комплектации и размеров печатной платы.

Стабильность — Полосовой LC-фильтр с малыми потерями имеет высокое реактивное сопротивление. В то же время высокочастотные МШУ рассчитаны на управление резистивной нагрузкой сопротивлением 50 Ом, поэтому подключение реактивной нагрузки может привести к нестабильной работе усилителя или искажениям сигнала с появлением нежелательных выбросов. По этой причине может потребоваться введение согласующих схем.

Коэффициент усиления — Несмотря на то что МШУ, как и компараторы, работают с большими коэффициентами усиления (от 10 до 12 дБ), различные исследования, в том числе описанные в данной статье, показывают, что обыкновенные компараторы не годятся для наших целей. Они вносят в выходной сигнал слишком большой шум и, как правило, имеют слишком маленькие скорости нарастания напряжения.

Во второй части статьи мы рассмотрели использование синхронизатора тактовых сигналов CDCE72010, генерирующего тактовый сигнал частотой 122.88 МГц для двух АЦП компании TI — ADS54RF63 и ADS5483. В качестве усилителя для данной схемы можно взять МШУ SPF-5043 компании RF Micro Devices (Рис. 23). Чтобы сохранить потребление системы на низком уровне, усилитель будет работать при напряжении 3.3 В. При этом ток покоя, как показывают измерения, будет составлять примерно 41 мА, что соответствует потребляемой мощности около 131 мВт.

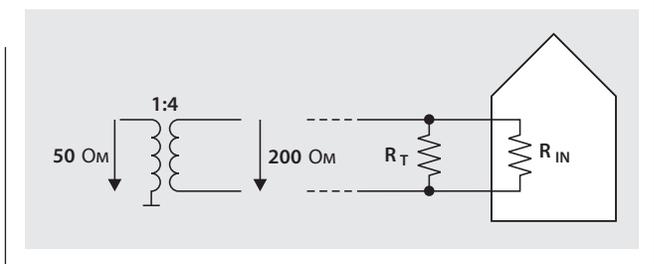
В документации на SPF-5043 приведены следующие значения параметров:

- нижняя граница рабочей полосы частот — 100 МГц;
- коэффициент шума — 0.6 дБ;
- точка компрессии P1dB — ~19 дБм;
- коэффициент усиления — ~22 дБ.

Хотя коэффициент шума данного МШУ очень низок, мы получим лучшее значение SNR, если расположим усилитель перед ПФ, а не после него.

Максимальное выходное напряжение SPF-5043 ограничено величиной его напряжения питания (3.3 В). Однако при использовании повышающего трансформатора для преобразования несимметричного сигнала в дифферен-

Рис. 25. Повышающий трансформатор влияет на входное сопротивление



циальный могут потребоваться дополнительные меры, чтобы не превысить максимально допустимое напряжение на тактовом входе АЦП.

Использование повышающего трансформатора для пассивного усиления

Самый простой способ увеличения скорости нарастания тактового сигнала — использовать повышающий трансформатор. Поскольку это пассивный элемент, он не вносит дополнительных шумов и не увеличивает энергопотребление. В портативных устройствах, так же как и в устройствах с ограничением по питанию, применение трансформатора может оказаться единственным возможным решением. Кроме того, нередко трансформатор, так или иначе, уже используется в тракте передачи тактового сигнала для преобразования его из несимметричного в дифференциальный. Однако существуют такие приложения, где применение повышающего трансформатора не совсем оправданно и необходимо принимать во внимание следующие параметры.

Требуемая полоса пропускания — Трансформаторы имеют частотную характеристику полосового фильтра. На низких частотах ослабляется индуктивная связь между обмотками, а на высоких частотах начинают сказываться различные паразитные параметры, такие как межобмоточная ёмкость и индуктивность рассеяния. Полоса пропускания имеющихся в продаже готовых трансформаторов, как правило, уже полосы широкополосных МШУ, таких как SPF-5043, а верхняя граничная частота снижается с увеличением коэффициента трансформации.

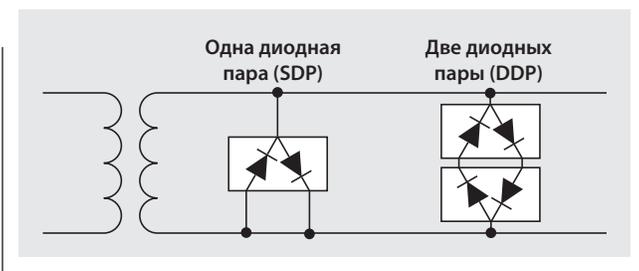
Преобразование импеданса и отношение сопротивлений обмоток трансформатора — Помимо увеличения выходного напряжения, повышающий трансформатор также изменяет входное сопротивление. Так, трансформатор с отношением сопротивлений обмоток 1:4 изменяет сопротивление источника с 50 Ом на 200 Ом (Рис. 25). Поэтому при выборе отношения сопротивлений обмоток необходимо учитывать входное сопротивление тактового входа АЦП, поскольку сопротивление обмотки подключается параллельно согласующему сопротивлению тактового входа (R_T). Например, если входное сопротивление тактового входа составляет 200...300 Ом, то повышающий трансформатор 1:8, даже без согласующего резистора, будет представлять для источника тактового сигнала нагрузку сопротивлением 25...40 Ом. Это довольно серьёзная нагрузка, которая может воспрепятствовать генерации тактового сигнала требуемой амплитуды из-за того, что источник тактового сигнала не сможет обеспечить достаточный выходной ток.

Максимальное напряжение — Повышающий трансформатор может без труда сформировать выходное напряжение больше 5 В и, таким образом, превысить максимально допустимое напряжение на тактовом входе АЦП. Максимальное входное напряжение преобразователей с напряжением питания 5 В составляет 5.5 В, тогда как преобразователи с напряжением питания 3.3 В могут выдержать напряжение не более 3.6 В. Превышение максимально допустимого напряжения уменьшает срок службы АЦП и даже может вывести АЦП из строя. Хотя тактовые входы обычно защищены ESD-диодами, нельзя рассчитывать только на них. Лучшим решением для защиты от перенапряжений может оказаться применение внешних защитных диодов.

Применение ограничительных диодов Шоттки

Использование ограничительных диодов является самым распространённым методом защиты входов микросхем от перенапряжения. Диоды Шоттки, такие как HSMS-2812 компании Avago Technologies, благодаря своей малой ёмкости могут использоваться в высокочастотных и быстродействующих устройствах. Прямое напряжение HSM-2812 составляет 410 мВ. Применение двух включённых встречно-параллельно диодов (Рис. 26) позволяет ограничить дифференциальное напряжение на уровне ± 410 мВ. Если АЦП требуется тактовый сигнал

Рис. 26. Использование ограничительных диодов для защиты входов АЦП



на большей амплитуды, то можно последовательно соединить две пары встречно-параллельных диодов — в этом случае дифференциальное напряжение будет ограничиваться на уровне ± 820 мВ.

На Рис. 27 приведены осциллограммы фильтрованного LVCMOS-сигнала с выхода CDCE72010 после повышающего (коэффициент 1:4) трансформатора при наличии пары защитных диодов (SDP) и без неё. На этом же рисунке показаны осциллограммы сигнала после повышающего (коэффициент 1:8) трансформатора при наличии одной (SDP) или двух (DDP) пар защитных диодов. Как видно из рисунка, при использовании трансформатора с коэффициентом 1:4 пара ограничительных диодов уменьшает размах сигнала с 1.6 В до примерно 0.9 В. При этом «обрезанный» выходной сигнал уже не похож на синусоидальный, а больше смахивает на прямоугольный.

Интересно, что при использовании одной пары ограничительных диодов амплитуда сигналов получается практически одинаковой для обоих трансформаторов, при этом сигнал с выхода трансформатора с коэффициентом 1:8 имеет чуть большую скорость нарастания. Использование с этим же трансформатором двух пар диодов позволило получить размах выходного сигнала около 1.6 В и чуть лучшую скорость нарастания в точках перехода через ноль.

Рис. 27. Тактовый сигнал на выходе трансформатора при разных конфигурациях ограничительных диодов

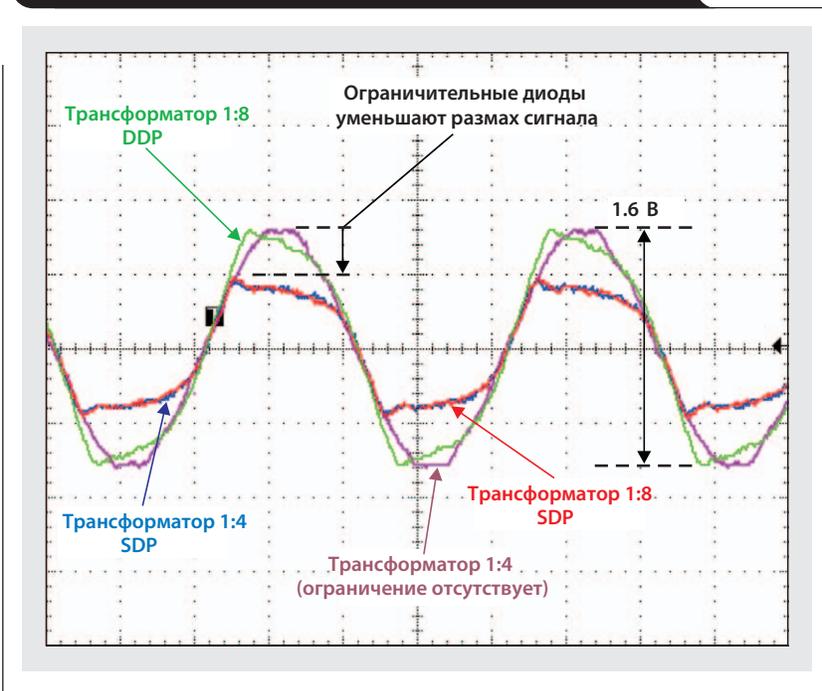
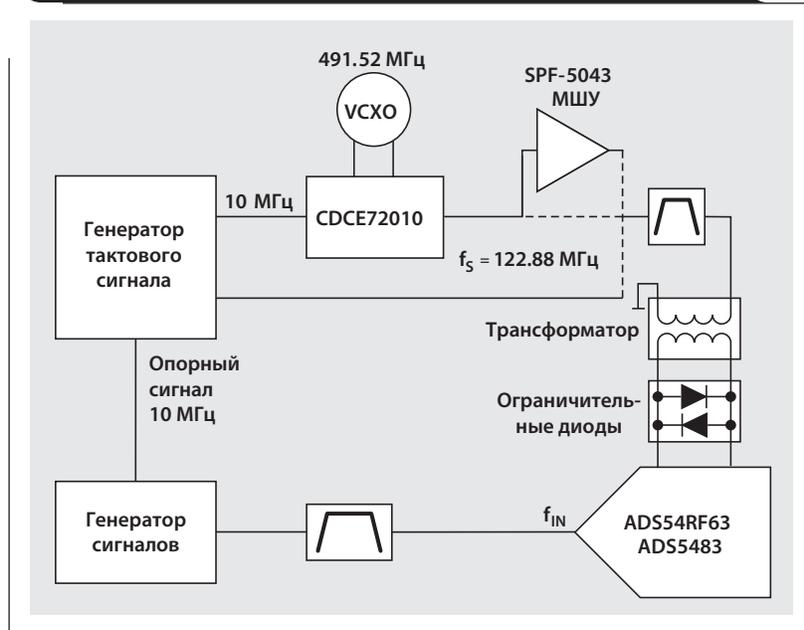


Рис. 28. Конфигурация для исследования различных схем с активным и пассивным усилением



Измерения SNR

Было проведено целое исследование, чтобы выяснить, можно ли скомпенсировать ухудшение апертуры АЦП из-за ограничения скорости нарастания внешнего тактового сигнала. Были протестированы различные конфигурации с повышающим трансформатором, МШУ SPF-5043 и ограничительными диодами. Причём в качестве источника тактового сигнала использовалась ИС CDCE72010 (Рис. 28), а не генератор с малым джиттером.

Как было отмечено во второй части статьи, джиттер выходного LVC MOS-сигнала микросхемы CDCE72010 составляет около 90 фс, тогда как генератор тактового сигнала имеет джиттер всего около 35 фс. Очевидно, что указанная разница в джиттере в принципе не позволит получить от ИС CDCE72010 такое же значение SNR, как и при использовании высокостабильного генератора. Поэтому целью исследования было нахождение такой конфигурации, которая позволила бы максимально уменьшить результирующее значение SNR. В схеме использовался АЦП ADS54RF63 с частотой дискретизации (f_s), равной 122.88 МГц, на вход которого подавался сигнал с частотой (f_{IN}) 1.0 ГГц. Также использовался АЦП ADS5483 с таким же значением f_s и $f_{IN} = 100$ МГц.

Исследовалось влияние следующих компонентов:

- МШУ SPF-5043, используемого для повышения выходного напряжения и увеличения скорости нарастания сигнала от CDCE72010;
- повышающих трансформаторов с коэффициентами трансформации 1:1, 4:1, 8:1 и 16:1 (серия WBC компании Coilcraft и серия ADT компании Mini-Circuits);
- ограничительных диодов HSMS-2812 компании Avago Technologies в конфигурации SDP и DDP.

Измерения для ADS54RF63

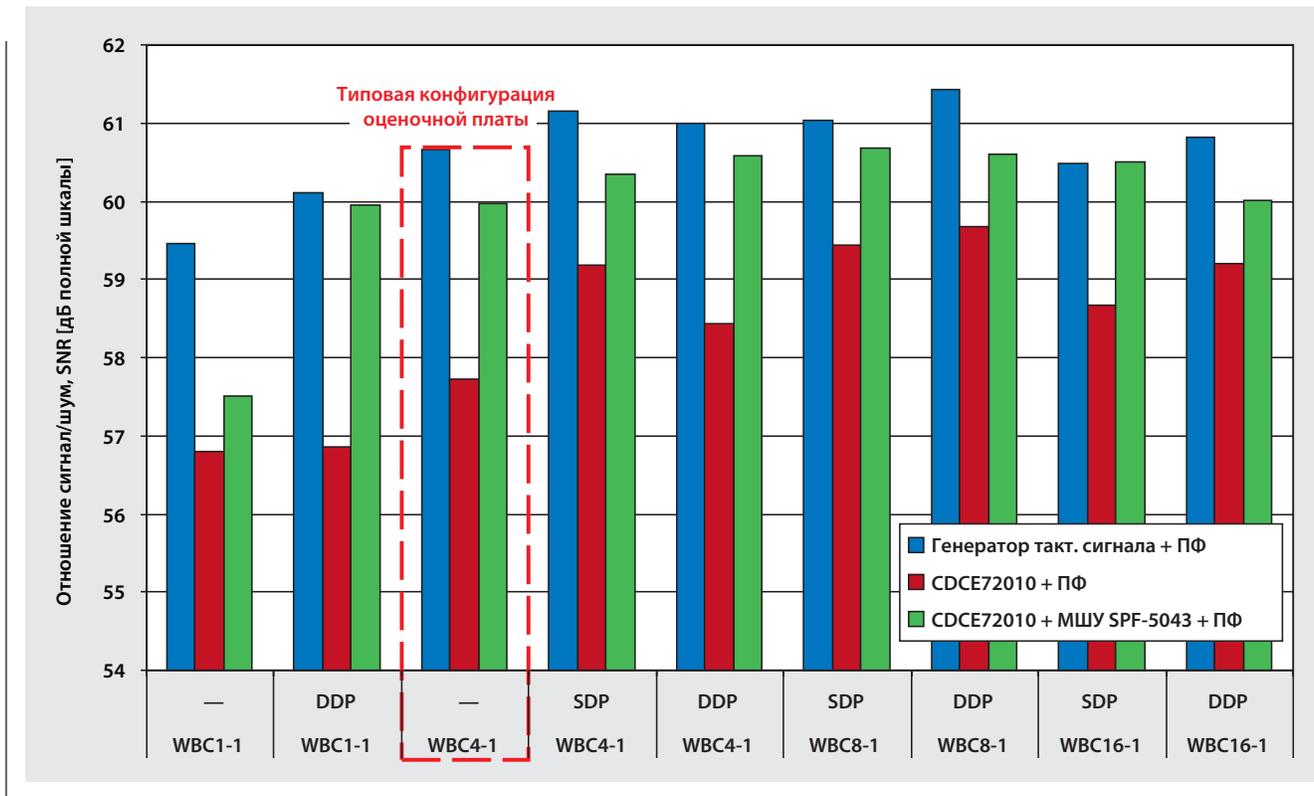
Оценочный модуль для АЦП ADS54RF63 в типовой конфигурации с повышающим трансформатором

WBC4-1 компании Coilcraft обеспечивает при использовании тактового генератора с малым джиттером базовое значение SNR, равное примерно 60.7 дБ полной шкалы. Если вместо высокоточного генератора взять ИС CDCE72010 с LVC MOS-выходом, то значение SNR уменьшится до 57.8 дБ полной шкалы. При джиттере тактового сигнала порядка 90 фс теоретически можно получить SNR более 60 дБ, т.е. у нас есть возможность улучшить значение SNR, как минимум, на 2.2 дБ.

На Рис. 29 приведены результаты измерений SNR преобразователя ADS54RF63 для различных конфигураций оценочного модуля. Легко заметить, что даже использование только одних ограничительных диодов с трансформатором WBC4-1 из типовой конфигурации позволяет немного улучшить SNR. В то же время добавление МШУ SPF-5043 обеспечивает весьма значительное улучшение отношения сигнал/шум. При использовании одной пары ограничительных диодов (SDP) с трансформатором WBC4-1 и МШУ значение SNR увеличивается примерно до 60.4 дБ полной шкалы, т.е. отношение сигнал/шум улучшается на 2.8 дБ! Используя чисто пассивное решение в виде трансформатора WBC8-1 с парой ограничительных диодов (без МШУ), мы можем получить SNR около 59.5 дБ, что весьма близко к искомой величине 60 дБ.

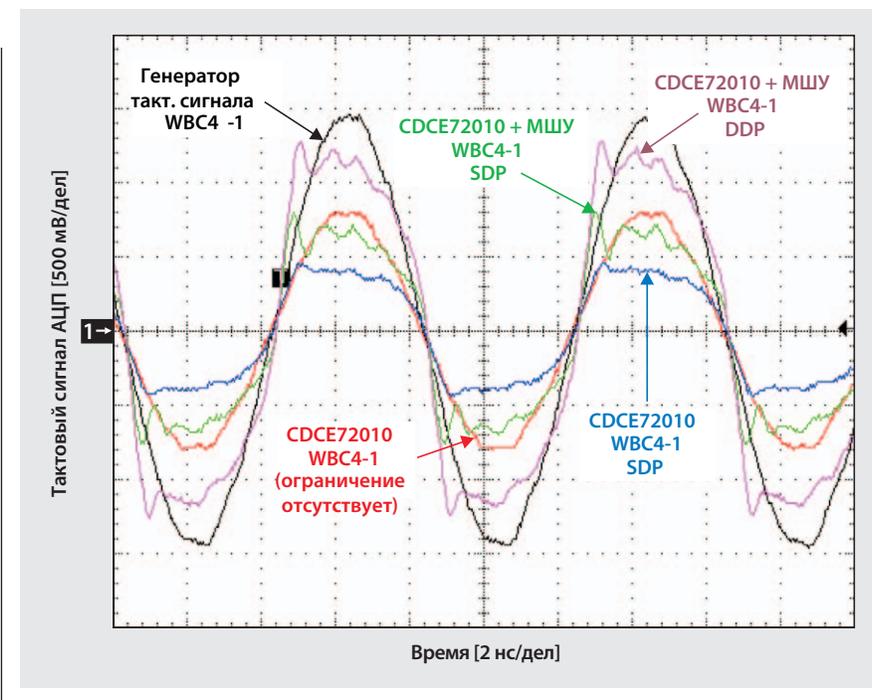
На Рис. 30 приведены осциллограммы тактового сигнала на входе АЦП для различных конфигураций. Высокоточный генератор тактового сигнала в сочетании с повышающим трансформатором WBC4-1 обеспечивает очень большую скорость нарастания сигнала. Из рисунка видно, что фильтрованный выходной сигнал ИС CDCE72010 имеет гораздо меньший размах, а следовательно, и меньшую скорость нарастания, что отрицательно сказывается на величине апертурного джиттера АЦП. Добавление в данную конфигурацию пары ограничительных диодов немного увеличивает скорость нарастания

Рис. 29. Измеренное SNR ADS 54RF63 ($f_s = 122.88$ Мвыб./с, $f_{IN} = 1$ ГГц) для различных конфигураций тракта передачи тактового сигнала



тания в окрестностях точек перехода через ноль, вследствие чего улучшается SNR. Подключение к выходу CDCE72010 МШУ с большим коэффициентом усиления позволяет подать на ограничительные диоды сигнал гораздо большей амплитуды и с большей скоростью нарастания. В результате обеспечивается более резкий переход через ноль, что, в свою очередь, вызывает уменьшение апертурного джиттера АЦП. Применение двух пар ограничительных диодов вроде бы немного увеличивает скорость нарастания сигнала непосредственно перед моментом перехода через ноль. Однако на этом же рисунке хорошо видно, что при использовании CDCE72010 с трансформатором WBC4-1 в отсутствие МШУ выходной сигнал может оказаться слишком слабым и схема ограничения просто не сработает. Из Рис. 29 можно увидеть, что наилучшее значение SNR достигается при использовании повышающего трансформатора WBC8-1 и двух пар ограничительных диодов.

Рис. 30. Осциллограммы входного тактового сигнала для различных источников и разных конфигураций ограничительных диодов



Измерения для ADS5483

На оценочной плате ADS5483 установлен повышающий трансформатор ADT4-1WT компании Mini-Circuits. Базовое значение SNR, измеренное при использовании источника тактового сигнала с малым джиттером, составляет 78.2 дБ полной шкалы, тогда как использование выходного сигнала CDCE72010 вызывает уменьшение SNR до 76.8 дБ. ИС CDCE72010, формирующая тактовый сигнал с джиттером 90 фс, должна обеспечивать SNR на уровне 77.6 дБ полной шкалы, т.е. измеренное значение можно улучшить почти на 1 дБ.

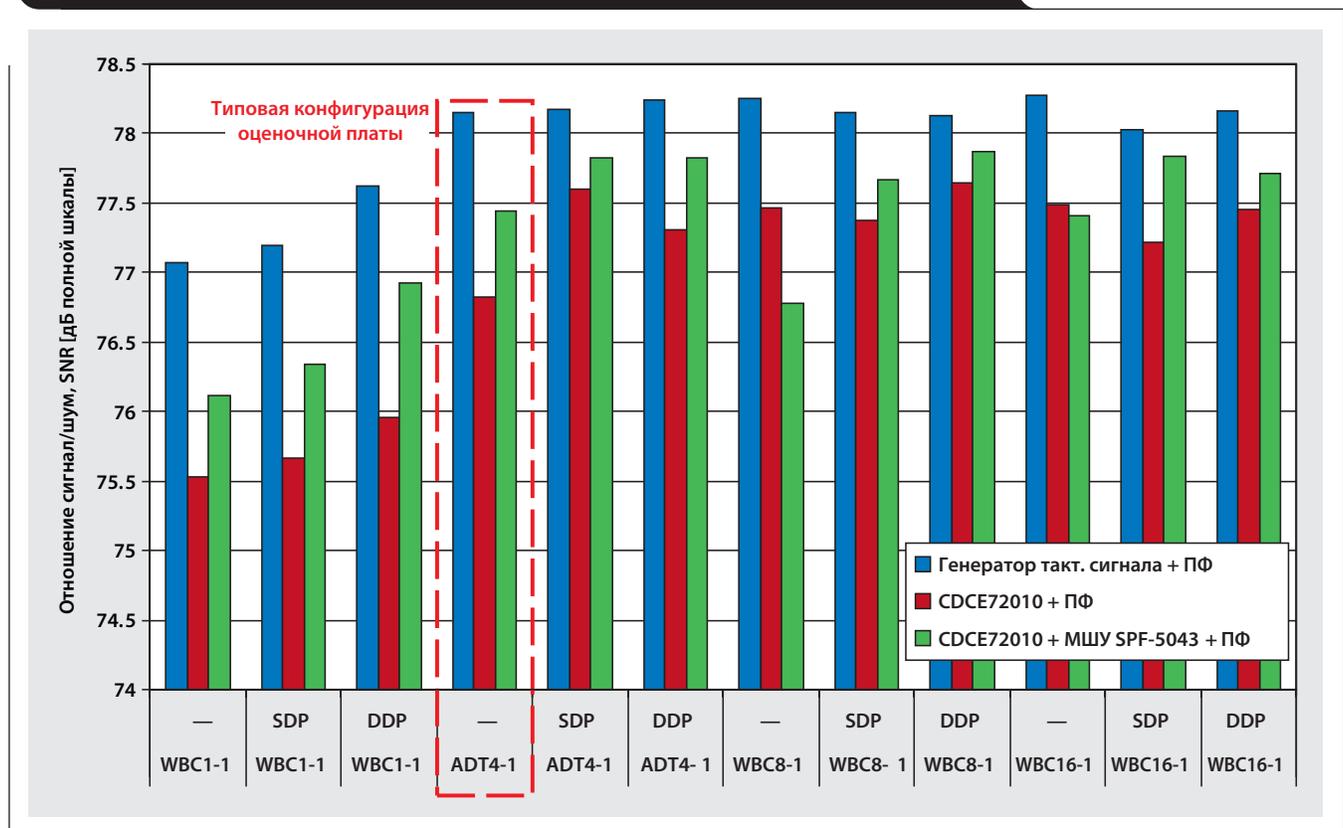
Результаты измерений SNR преобразователя ADS5423 для различных конфигураций тракта передачи тактового сигнала приведены на Рис. 31. Подключение к трансформатору ADT4-1WT пары ограничительных диодов обеспечивает хорошее увеличение скорости нарастания, которого достаточно, чтобы при использовании CDCE72010 получить отношение сигнал/шум на уровне 77.6 дБ полной шкалы, т.е. улучшить первоначальное значение почти на 1 дБ. Применение трансформатора с большим коэффициентом трансформации не оказывает заметного влияния на SNR. Применение совместно с трансформатором ADT4-1WT малошумящего усилителя позволя-

ет увеличить SNR до величины порядка 77.8 дБ. Обратите внимание, что маленькая амплитуда тактового сигнала (WBC1-1), как и ожидалось, значительно ухудшает отношение сигнал/шум.

Заключение

Как было показано в первой и второй частях статьи, апертурный джиттер АЦП не является фиксированной величиной, а зависит от скорости нарастания тактового сигнала. Несмотря на необходимость использования полосового фильтра, который позволяет свести к минимуму джиттер тактового сигнала, фильтр также снижает скорость нарастания тактового сигнала, подавляя гармоники высших порядков. В данной статье были рассмотрены различные методы увеличения скорости нарастания тактового сигнала в существующих схемах синхронизации с полосовым фильтром. Эти методы обеспечивают увеличение отношения сигнал/шум АЦП на несколько децибел. Последующие измерения SNR показали, что увеличение скорости нарастания тактового сигнала позволяет достичь расчётных значений SNR для заданной величины джиттера тактового сигнала.

Рис. 31. Измеренное SNR ADS5483 ($f_s = 122.88$ Мвыб./с, $f_{IN} = 100$ МГц) для различных конфигураций тракта передачи тактового сигнала



Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat® Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить **TI Lit. #** соответствующего документа).

Название документа	TI Lit. #
1. Thomas Neu, «Clock jitter analyzed in the time domain, Part 1», <i>Analog Applications Journal</i> (3Q 2010).	slyt379
2. Thomas Neu, «Clock jitter analyzed in the time domain, Part 2», <i>Analog Applications Journal</i> (4Q 2010).	slyt389
3. «12-bit, 500-/550-MSPS analog-to-digital Converters», Спецификация ADS5463/54RF63.	slas515

Ссылки

dataconverter.ti.com

www.ti.com/sc/device/partnumber (вместо *partnumber* следует подставить [ADS5483](#), [ADS54RF63](#) или [CDCE72010](#)).

Как работает дельта-сигма АЦП. Часть 1

Бонни Бэйкер (Bonnie Baker)

Инженер в области целостности сигналов

Долгие годы обработка сигналов осуществлялась аналоговыми методами, однако в последнее время эти методы постепенно вытесняются цифровыми. Так, дельта-сигма ($\Delta\Sigma$) аналого-цифровые преобразователи (АЦП) почти на три четверти являются цифровыми устройствами и лишь на четверть — аналоговыми. Современные $\Delta\Sigma$ -АЦП идеально подходят для преобразования аналоговых сигналов в широком диапазоне частот — от постоянного тока до нескольких мегагерц. Эти преобразователи, по сути, состоят всего из двух узлов: $\Delta\Sigma$ -модулятора и цифрового прореживающего фильтра (фильтра децимации), на выходе которого формируется поток цифровых данных с высоким разрешением. Настоящая статья, посвящённая $\Delta\Sigma$ -АЦП, разбита на две части. В части 1 рассматриваются структура и принцип работы $\Delta\Sigma$ -модулятора, а в части 2 будут рассмотрены основные структурные схемы и принцип работы цифрового прореживающего фильтра.

$\Delta\Sigma$ -преобразователи: общие сведения

Простейшим $\Delta\Sigma$ -преобразователем является 1-битная импульсная система. Аналоговый сигнал, подаваемый на вход преобразователя, должен изменяться относительно медленно, чтобы преобразователь мог многократно произвести выборку этого сигнала (указанный метод называется передискретизацией). Частота выборок при использовании данного метода в сотни раз больше частоты выдачи цифровых результатов. Выборки накапливаются в течение некоторого времени, а затем «усредняются» с другими выборками в цифровом прореживающем фильтре.

Основными узлами $\Delta\Sigma$ -преобразователя являются $\Delta\Sigma$ -модулятор и цифровой прореживающий фильтр.

Встроенный модулятор $\Delta\Sigma$ -АЦП, показанный на **Рис. 1**, с очень высокой частотой преобразует входной сигнал в однобитный поток. Эти дискретизированные данные поступают на вход цифрового прореживающего фильтра, который преобразует их в многоразрядный цифровой код. В отличие от преобразователей большинства других типов, которые имеют одну частоту дискретизации, $\Delta\Sigma$ -преобразователь имеет две частоты — частоту дискретизации входного сигнала (f_s) и частоту формирования выходных данных (f_D).

$\Delta\Sigma$ -модулятор

$\Delta\Sigma$ -модулятор является «сердцем» $\Delta\Sigma$ -АЦП. В его задачу входит оцифровка (дискретизация) входного аналогового сигнала и уменьшение низкочастотного шума. Для выполнения последней задачи в модуляторе реализуется функция ограничения шума (noise shaping). При этом низкочастотный шум смещается в область более высоких частот, лежащих за границами интересующего нас частотного диапазона. Наличие функции ограничения шума является одним из факторов, благодаря которому $\Delta\Sigma$ -преобразователи прекрасно подходят для высокоточных измерений низкочастотных сигналов.

Входной сигнал $\Delta\Sigma$ -модулятора представляет собой изменяющееся во времени аналоговое напряжение. Первоначально $\Delta\Sigma$ -АЦП использовались преимущественно в аудиотехнике, где в основном требовалась обработка сигналов переменного тока. В настоящее время акцент сместился в область прецизионных измерений, требующих также обработки сигналов постоянного тока. Для простоты мы будем рассматривать работу модулятора на примере преобразования одного периода синусоидального сигнала.

Рис. 1. Блок-схема $\Delta\Sigma$ -АЦП

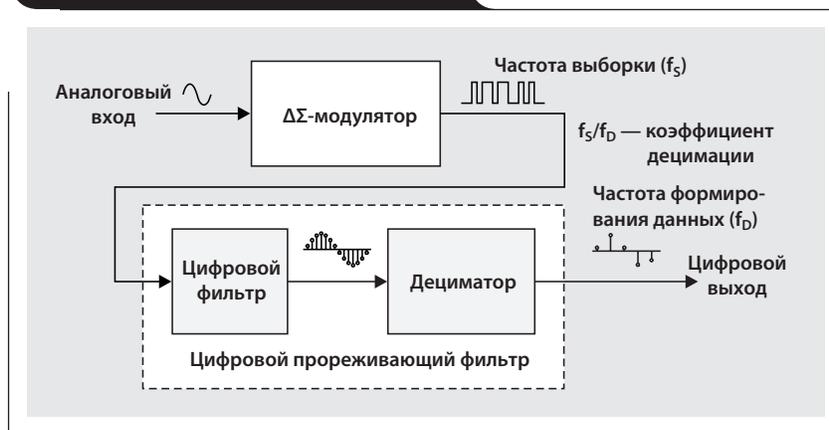


Рис. 2. Входной сигнал $\Delta\Sigma$ -модулятора

На Рис. 2а показан один период синусоидального сигнала, подаваемого на вход $\Delta\Sigma$ -модулятора. Как видно, амплитуда сигнала изменяется с течением времени. На Рис. 2б тот же сигнал изображён в частотной области. График на Рис. 2б соответствует непрерывному синусоидальному сигналу и представляет собой вертикальную линию (пик).

Анализировать работу $\Delta\Sigma$ -модулятора можно как во временной (Рис. 3), так и в частотной (Рис. 4) областях. Блок-схема для временной области, приведённая на Рис. 3, разъясняет принцип действия модулятора 1-го порядка. Из рисунка видно, что модулятор преобразует входной аналоговый сигнал в модулированную последовательность цифровых импульсов. А блок-схема модулятора для частотной области, показанная на Рис. 4, позволяет понять, каким образом модулятор воздействует на шумы системы и упрощает получение результатов преобразования с более высоким разрешением.

$\Delta\Sigma$ -модулятор, блок-схема которого приведена на Рис. 3, производит многократную выборку входного сигнала, формируя поток 1-битных значений. Для оцифров-

ки сигнала используется 1-битный компаратор, а частота дискретизации (f_s) определяется тактовой частотой системы. То есть $\Delta\Sigma$ -модулятор осуществляет квантование входного сигнала с частотой, равной тактовой частоте системы. Как и все прочие устройства квантования, $\Delta\Sigma$ -модулятор формирует последовательность дискретных значений (в данном случае, 1-битных), соответствующих напряжению на его входе. Поэтому величина входного напряжения представлена соотношением числа единиц и нулей в выходном сигнале модулятора. В то же время, в отличие от большинства устройств квантования других типов, в составе $\Delta\Sigma$ -модулятора имеется интегратор, обеспечивающий смещение шума квантования в область высоких частот. Соответственно, спектр шума на выходе модулятора получается не плоским.

Разберём более подробно работу $\Delta\Sigma$ -модулятора во временной области. Аналоговое входное напряжение и выходной сигнал 1-битного цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) подаются на вход дифференциального усилителя, на выходе которого формируется аналоговое напряжение x_2 . Это напряжение поступает в интегра-

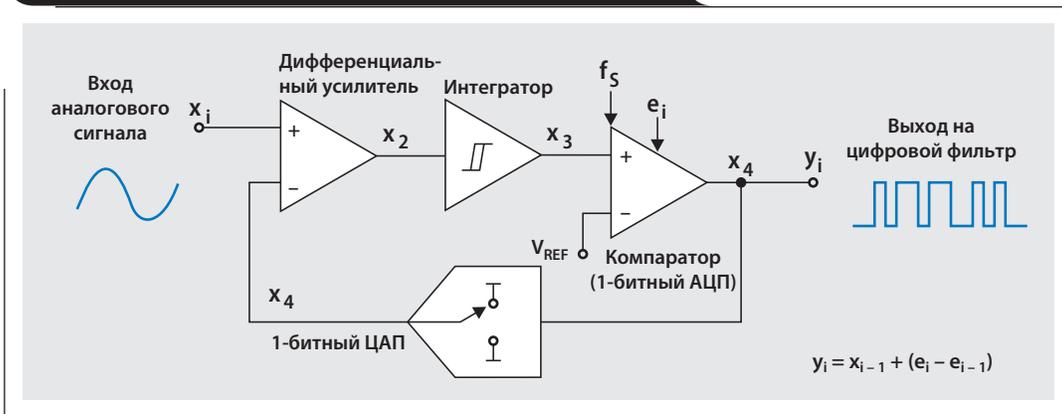
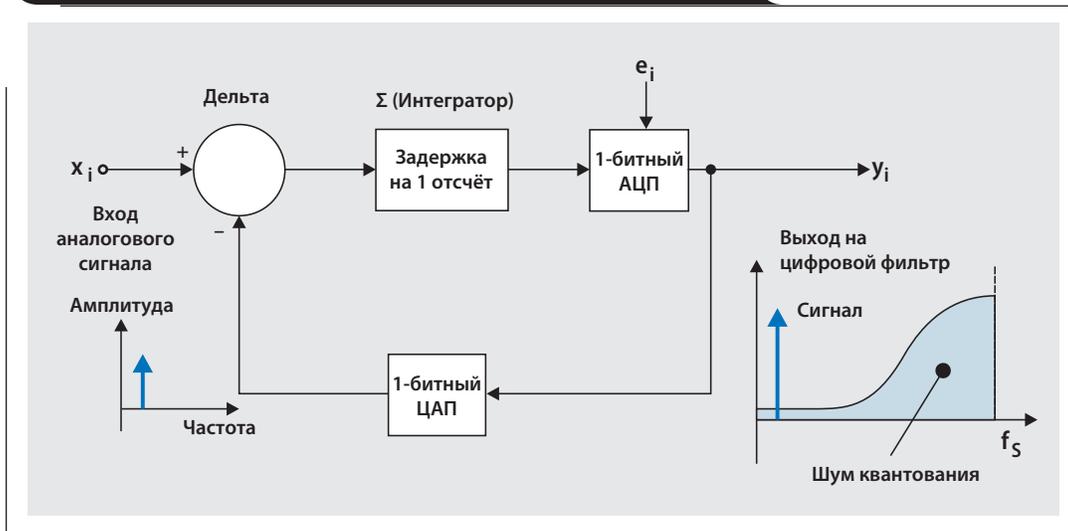
Рис. 3. $\Delta\Sigma$ -модулятор 1-го порядка во временной области

Рис. 4. $\Delta\Sigma$ -модулятор 1-го порядка в частотной области

тор, выходной сигнал которого (x_3) при этом изменяется в положительную или отрицательную сторону. Величина и направление отклонения зависят от знака и абсолютного значения напряжения x_2 . Когда напряжение x_3 становится равным опорному напряжению (V_{REF}) компаратора, выход последнего переключается с НИЗКОГО уровня на ВЫСОКИЙ или наоборот, в зависимости от его исходного состояния. Сигнал x_4 с выхода компаратора по тактовому сигналу загружается в 1-битный ЦАП модулятора, а также в цифровой фильтр (y_i). Одновременно с изменением состояния компаратора изменяется аналоговое напряжение на выходе ЦАП, подаваемое на один из входов дифференциального усилителя модулятора. Это приводит к изменению выходного напряжения усилителя x_2 , что, в свою очередь, вызывает срабатывание интегратора в противоположном направлении. Выходной сигнал модулятора во временной области является отображением входного аналогового сигнала в виде импульсно-кодовой модуляции с частотой импульсов, равной частоте дискретизации f_s .

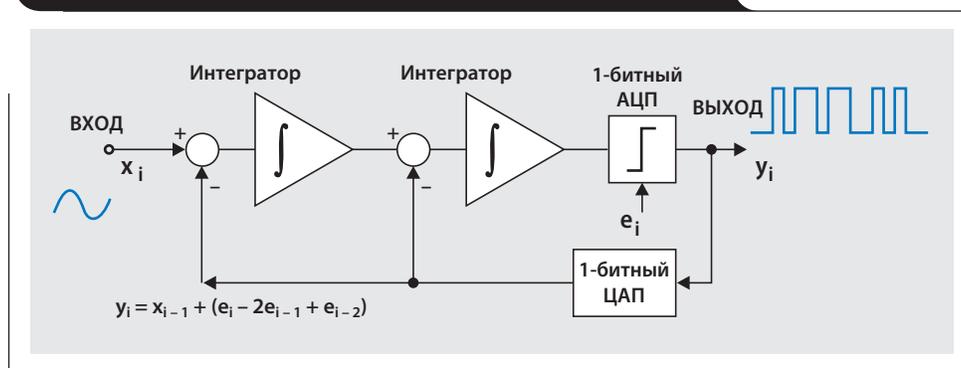
Помимо блок-схемы модулятора, на Рис. 3 также приведена его передаточная функция. АЦП модулятора преобразует входной аналоговый сигнал в грубый 1-битный код, создающий шум квантования преобразователя. Выходной сигнал модулятора отличается от входного на ве-

личину шума квантования, $e_i - e_{i-1}$. Как видно из формулы, шум квантования представляет собой разницу между ошибками квантования текущего (e_i) и предыдущего (e_{i-1}) отсчётов. Спектр шума квантования показан на Рис. 4.

Из Рис. 4 также видно, что при используемом способе формирования выборок интегратор осуществляет ограничение шума в выходном цифровом коде. Спектр выходного сигнала содержит спектр входного сигнала и спектр шума, который имеет определённую форму. Спектральная характеристика шума, показанная на Рис. 4, является ключом к пониманию работы модулятора в частотной области и способности $\Delta\Sigma$ -АЦП обеспечить такое высокое разрешение.

Шум квантования в модуляторе оказывается смещённым в область высоких частот. Как видно из графика на Рис. 4, шум квантования модулятора 1-го порядка имеет небольшой уровень в области низких частот, начиная с 0 Гц, затем постепенно возрастает и достигает максимального значения на частоте дискретизации входного сигнала (f_s).

Использование схемы с двойным интегрированием позволяет значительно снизить шум квантования в рабочей полосе частот модулятора. На Рис. 5 приведена блок-схема 1-битного модулятора 2-го порядка, имеющего не один, а два интегратора. В таком модуляторе шум кванто-

Рис. 5. Блок-схема $\Delta\Sigma$ -модулятора 2-го порядка

вания для каждого отсчёта зависит от ошибок квантования двух предыдущих отсчётов.

К сожалению, модуляторы второго и более высоких порядков имеют ряд недостатков, среди которых можно отметить повышенную сложность, наличие нескольких петель обратной связи и большие трудности в реализации. Тем не менее, большинство $\Delta\Sigma$ -модуляторов имеют порядок больше единицы. В частности, в $\Delta\Sigma$ -АЦП, выпускаемых компанией Texas Instruments, используются модуляторы 2...6-го порядков.

Модуляторы высших порядков смещают шум квантования в более высокочастотную область по сравнению с модуляторами низших порядков. Так, на **Рис. 6** самая верхняя кривая, имеющая максимальное значение на частоте f_S , соответствует спектру шума модулятора третьего порядка. Обратите внимание, что выходной сигнал модулятора имеет высокий уровень шумов в окрестности частоты дискретизации f_D независимо от порядка модулятора. Тем не менее, на частотах ниже f_D и, в частности, в диапазоне частот входного сигнала уровень шумов модулятора 3-го порядка весьма мал. Частота f_D — это частота преобразования цифрового прореживающего

фильтра. Методика выбора значения данной частоты будет описана во второй части статьи.

Модуляторы: первая часть истории

Модулятор, входящий в состав $\Delta\Sigma$ -АЦП, успешно ослабляет низкочастотный шум в процессе преобразования. Однако остаётся высокочастотный шум, наличие которого в выходном сигнале преобразователя тоже весьма нежелательно. Во второй части статьи вы узнаете, как избавляются от этого шума с помощью цифрового прореживающего фильтра нижних частот.

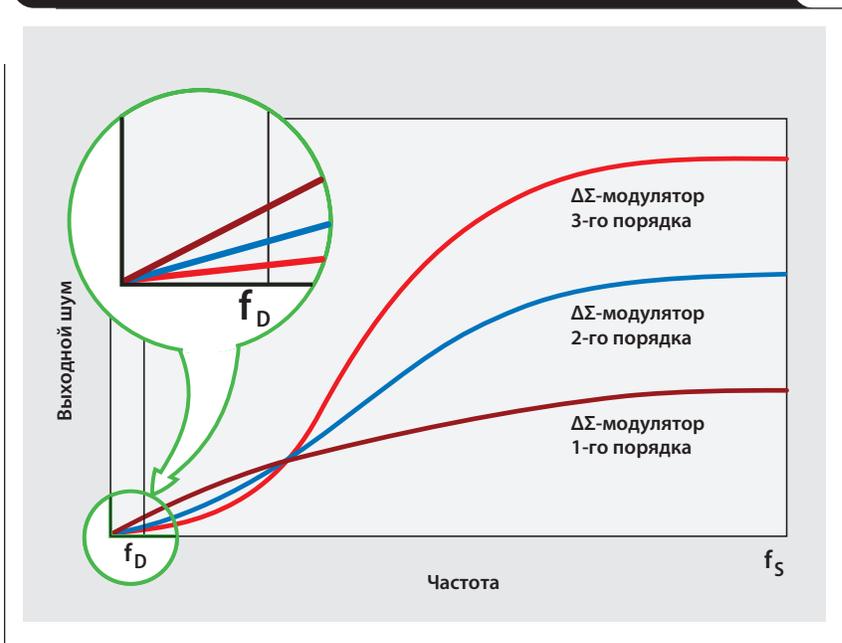
Литература

1. R. Jacob Baker, *CMOS: Mixed-Signal Circuit Design*, Vol. II. John Wiley & Sons, 2002.
2. Texas Instruments, *Nuts and Bolts of the Delta-Sigma Video Tutorial* [Online]. Адрес документа: <http://focus.ti.com/docs/training/catalog/events/event.jhtml?sku=WEB408001>.

Ссылки

dataconverter.ti.com

Рис. 6. Зависимость спектра шума от порядка $\Delta\Sigma$ -модулятора



Зарядное устройство с повышением напряжения, питающееся от панели солнечных элементов

Джеф Фалин (Jeff Falin), инженер по применению компонентов для электропитания

Ванг Ли (Wang Li), инженер по применению компонентов для электропитания от батарей

Введение

В последнее время большую популярность приобрели зарядные устройства для аккумуляторов с питанием от солнечных элементов. Типовое напряжение одного солнечного элемента составляет 0.7 В. Многие панели содержат восемь таких элементов, соединённых последовательно, и, следовательно, могут выдавать напряжение до 5.6 В.

Этого напряжения достаточно для заряда одноэлементного литий-ионного аккумулятора (такие аккумуляторы используются, например, в мобильных телефонах) до напряжения 4.2 В при помощи зарядного устройства с понижающим (step-down, buck) преобразователем. Однако чтобы с помощью этой же панели можно было зарядить многоэлементный аккумулятор (наподобие тех, что применяются в ноутбуках), необходимо использовать зарядное устройство с повышающим (step-up, boost) преобразователем. Большинство зарядных устройств, выпускаемых в настоящее время, используют понижающую топологию и потому требуют, чтобы входное напряжение было выше напряжения полностью заряженного аккумулятора. В то же время такие зарядные устройства можно переделать на применение повышающей топологии. В данной статье рассматриваются основные вопросы, связанные с выполнением такой модернизации, и приводится схема подобного устройства, выполненного на микросхеме зарядного устройства с питанием от солнечных элементов bq24650 производства компании Texas Instruments (TI).

Силовой каскад: повышающая и понижающая топологии

На Рис. 1 приведена упрощённая блок-схема зарядного устройства с питанием от панели солнечных элементов. ИС контроллера зарядного устройства (ЗУ) контролирует ток заряда (посредством токоизмерительного резистора R_{SNS}) и напряжение аккумулятора (при помощи резисторов обратной связи R_{TFB} и R_{BFB}). Кроме того, ИС управляет выходом силового каскада в соответствии с параметрами заряда. Если входное напряжение (V_{SP}) всегда будет выше максимального напряжения аккумулятора, то можно использовать понижающий силовой каскад. В противном случае, необходимо использовать силовой каскад с повышающей топологией.

На Рис. 2 приведены схемы синхронного понижающего и асинхронного повышающего силовых каскадов. В обеих схемах для управления силовым ключевым транзистором (Q_{PWR}) используется сигнал драйвера верхнего ключа ($GDRV_{HI}$). Однако контроллер с понижающей топологией нельзя использовать для управления ключом синхронного выпрямителя повышающего преобразовате-

Рис. 1. Блок-схема зарядного устройства с питанием от панели солнечных элементов

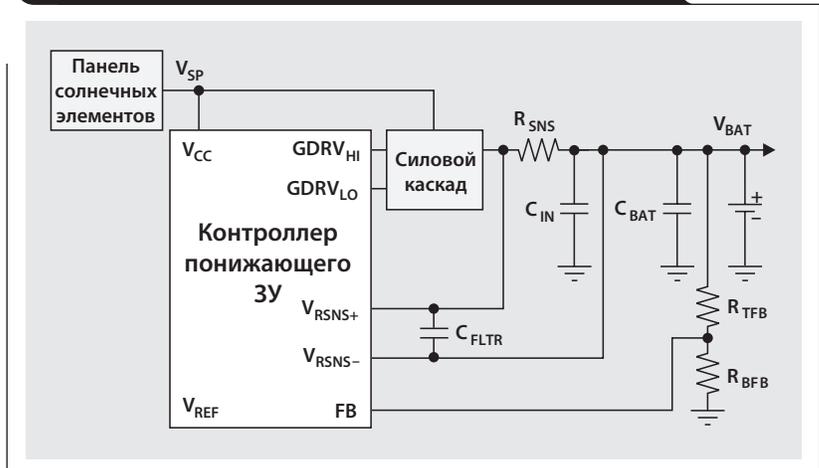
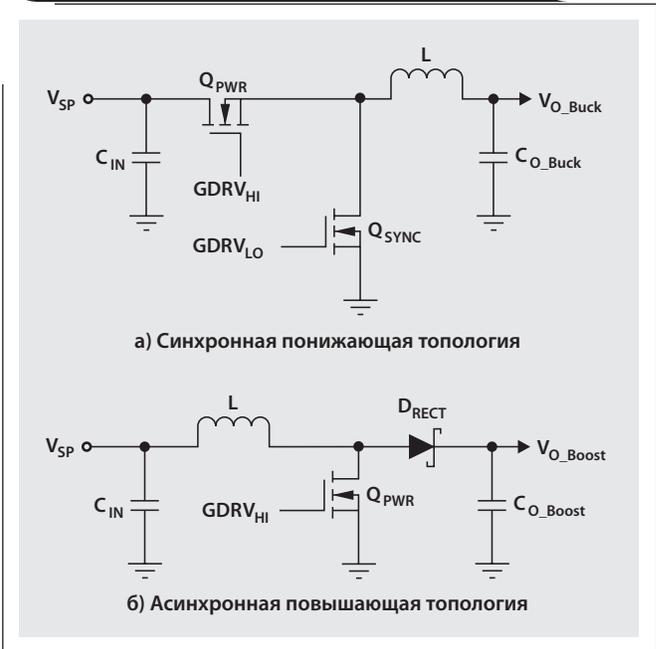


Рис. 2. Упрощённые схемы силовых каскадов



ля; поэтому транзистор Q_{SYNC} заменяется диодом D_{RECT} , а драйвер нижнего плеча ($GDRV_{LO}$) не используется. Также понижающий преобразователь обеспечивает непрерывный ток через индуктивность, который фильтруется конденсаторами C_{IN} и C_{BAT} (Рис. 1), независимо от того, какой из ключей открыт. В противоположность понижающему, повышающий преобразователь использует

ключ Q_{PWR} только для накопления тока в индуктивности. В течение этого времени ток заряда аккумулятора должен обеспечиваться выходным конденсатором. После открытия диода D_{RECT} запасённый в индуктивности ток формирует как ток через выходной конденсатор, так и ток заряда аккумулятора. Следовательно, пульсации выходного напряжения повышающего преобразователя всегда будут больше пульсаций понижающего преобразователя при той же выходной мощности и при таких же параметрах катушки индуктивности и выходного конденсатора. Эти пульсации могут привести к некорректному измерению тока, протекающего через токоизмерительный резистор. В сравнении с понижающим силовым каскадом, показанным на **Рис. 1**, для повышающего силового каскада потребуется фильтрующий конденсатор цепи обратной связи (C_{FLTR}) и выходной конденсатор (C_{BAT}) большей ёмкости.

Ограничение тока предзаряда при $V_{BAT} << V_{SP}$

Выпрямительный диод повышающего силового каскада обеспечивает протекание постоянного тока от источника V_{SP} в аккумулятор даже при неработающем контроллере. В случае сильного разряда аккумулятора его напряжение может оказаться ниже выходного напряжения солнечной панели. Это приведёт к тому, что контроллер заряда прекратит генерировать управляющие импульсы и, соответственно, перестанет регулировать ток заряда аккумулятора. Поэтому последовательно с диодом необходимо включить резистор ($R_{Precharge}$ на **Рис. 3**), чтобы ограничить ток на безопасном уровне. После того как напряжение на аккумуляторе достигнет значения V_{SP} , контроллер начнёт работать и $R_{Precharge}$ можно будет замкнуть с помощью полевого транзистора Q_{Short} . Это позволит контроллеру формировать большой ток заряда. Схема включения токоограничивающего резистора $R_{Precharge}$, транзистора Q_{Short} и компаратора, обеспечивающего описанную функциональность, приведена на **Рис. 3**.

Сопротивление резистора $R_{Precharge}$ выбирается таким, чтобы не превысить максимальный рекомендуемый ток предзаряда аккумулятора при напряжении солнечной панели, соответствующем её максимальной выходной мощности (V_{SP_MPP}). Транзистор Q_{Short} должен выдерживать максимальное напряжение аккумулятора ($V_{BAT(max)}$) и максимальный ток заряда ($I_{CHRG(max)}$). Резистор обратной связи компаратора (R_{HYS}) обеспечивает гистерезис схемы. Напряжение на входы компаратора поступает соответственно с резистивных делителей.

Обеспечение работоспособности при $V_{BAT} > V_{SP}$ или при $V_{BAT} < V_{BATSHNT}$

При использовании зарядного устройства с понижающей топологией предполагается, что напряжение аккумулятора всегда будет меньше входного напряжения зарядного устройства. Фактически, при $V_{BAT} > V_{SP}$ многие зарядные устройства просто переходят в спящий режим. Если же V_{BAT} снизится ниже некоторого порога ($V_{BATSHNT}$), то ИС контроллера может решить, что произошло короткое замыкание в аккумуляторе и перейти в режим защиты. Если для определения состояния аккумулятора используется напряжение на выводах, к которым подключается токоизмерительный резистор (V_{RSNS+} и V_{RSNS-}), то считываемое напряжение надо будет сместить на некоторую величину, чтобы избежать ложного обнаружения короткого замыкания. На **Рис. 4** показано, как можно ис-

Рис. 3. Схема ограничения тока предзаряда

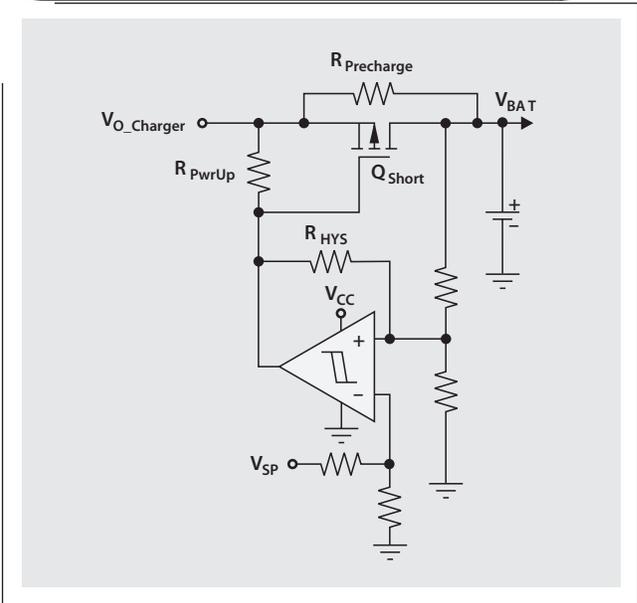
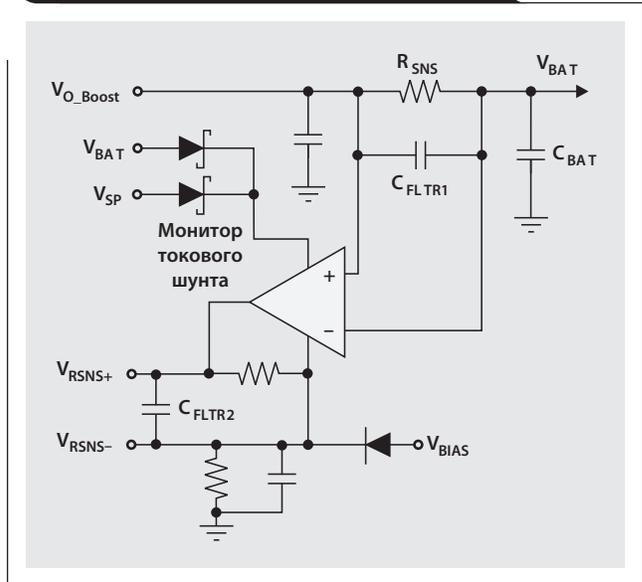


Рис. 4. Схема контроля тока со сдвигом уровня



пользовать измерительный усилитель, работающий в качестве монитора токового шунта, для сдвига уровня сигнала, считанного с токоизмерительного резистора R_{SNS} . Приведённая схема уменьшает считанное напряжение до уровня, позволяющего предотвратить переход ИС контроллера в спящий режим, и, в то же время, напряжение остаётся достаточно большим, чтобы ИС не перешла в режим защиты от КЗ. Если контроллер зарядного устройства не формирует опорное напряжение (V_{REF}), то можно использовать внешний источник опорного напряжения.

Вычисление максимального тока заряда

Максимальный ток, обеспечиваемый зарядным устройством с повышающей топологией, определяется доступной мощностью источника напряжения. Чтобы рассчитать максимальный ток заряда, сначала нужно оценить КПД преобразователя $\eta_{est} = P_{OUT}/P_{IN}$. После этого максимальный ток заряда при заданном напряжении аккумулятора можно будет вычислить по формуле:

$$I_{CHRG(max)} = \frac{V_{SP_MPP} \times I_{SP_MPP} \times \eta_{est}}{V_{BAT}}$$

где V_{SP_MPP} и I_{SP_MPP} — напряжение и ток панели солнечных элементов, соответствующие её максимальной выходной мощности.

Резистор R_{SNS} выбирается таким, чтобы обеспечить ток $I_{CHRG(max)}$. Максимально допустимое напряжение сток-исток транзистора Q_{PWR} должно быть немного больше значения $V_{SP(max)}$, кроме того, данный транзистор и катушка L1 должны выдерживать ток не менее I_{SP_MPP} . Схема управления зарядного устройства, регулирующая входное напряжение и ток, будет корректировать ток заряда таким образом, чтобы зарядное устройство работало при максимальной выходной мощности панели солнечных элементов. Микросхемы контроллеров зарядного устройства, например bq24650, реализуют это посредством слежения за точкой максимальной мощности (Maximum-Power-Point Tracking, — MPPT).

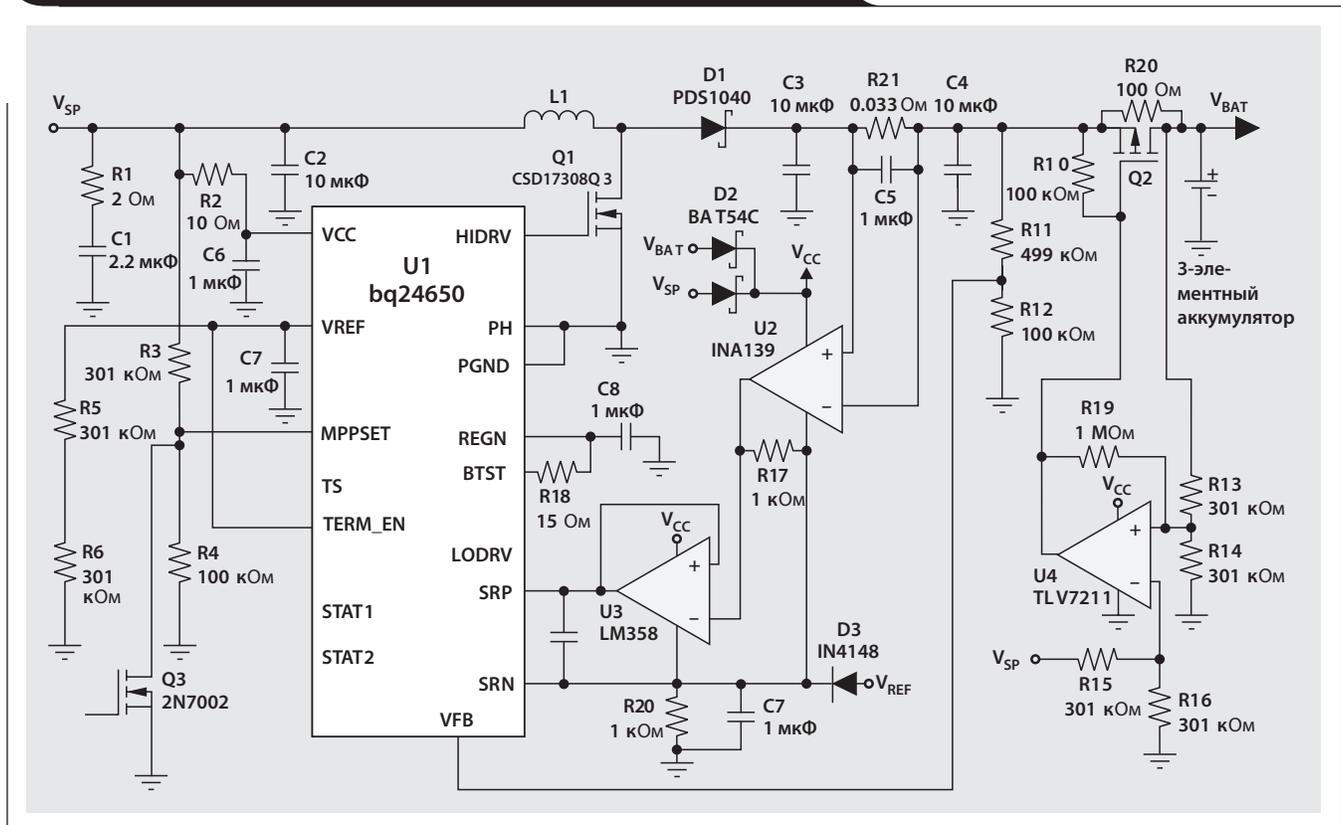
Пример схемы с использованием bq24650

В Табл. 1 указано соответствие выводов контроллера на блок-схеме, приведённой на Рис. 1, выводам микросхемы bq24650, которая применена в схеме на Рис. 5. В этой схеме контроллер зарядного устройства bq24650 (U1) используется для заряда 3-элементного литий-ионного аккумулятора напряжением 12.6 В от панели солнечных элементов с выходным напряжением 5 В. Силовой *n*-канальный полевой транзистор (Q1) и выпрямительный диод (D1) были выбраны в соответствии с типовыми рекомендациями по разработке повышающих преобразователей. Параметры катушки индуктивности (L1) и выходных конденсаторов (C3 и C4) были подобраны так, чтобы снизить пульсации тока через катушку и, соответственно, пульсации выходного напряжения. Резистор R18 предназначен для заземления открывания транзистора Q1. Вывод PH контроллера подключён к земле, чтобы обеспечить повышенное выходное напряжение. Чтобы вход SRP контроллера не нагружал выход монитора токового шунта (U2), в схему пришлось добавить буфер с единичным усилением (U3).

Таблица 1. Соответствие названий выводов контроллеров

Вывод контроллера со схемы на Рис. 1	Вывод bq24650
GDRV _{HI}	HIDRV
GDRV _{LO}	LODRV
V _{RSNS+}	SRP
V _{RSNS-}	SRN
FB	VFB

Рис. 5. Повышающее зарядное устройство на базе контроллера bq24650

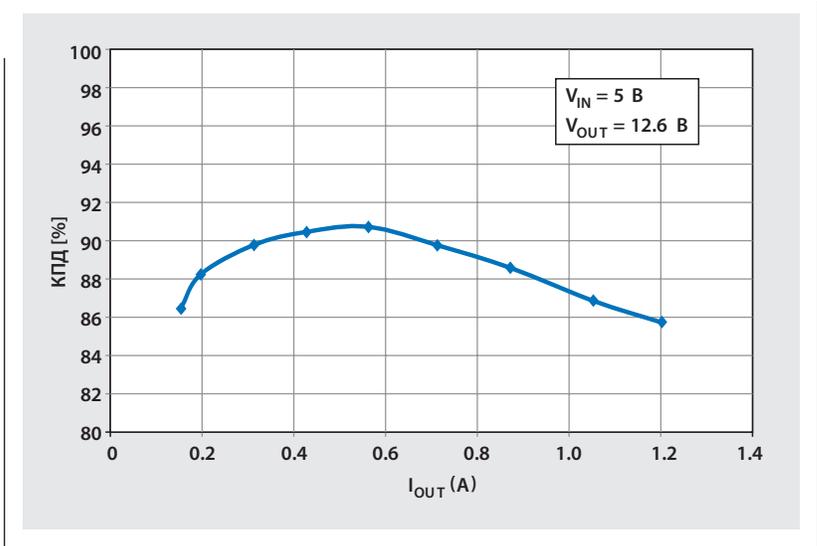


На Рис. 6 приведён график зависимости КПД зарядного устройства от выходного тока. Несмотря на то что внутренние схемы компенсации ИС bq24650 рассчитаны на её применение в качестве понижающего зарядного устройства, контур управления не теряет стабильности в широком диапазоне температур и при использовании ИС в схеме с повышающей топологией (Рис. 7). При использовании в силовом каскаде катушек индуктивности и конденсаторов с другими параметрами разработчик должен убедиться в стабильной работе микросхемы.

Заключение

В настоящее время наблюдается постоянное увеличение потребности в повышающих зарядных устройствах для аккумуляторов. Не в последнюю очередь это связано с ростом популярности панелей солнечных элементов. Следуя рекомендациям, изложенным в настоящей статье, разработчик может на базе контроллера зарядного устройства с понижающей топологией bq24650 создать повышающее зарядное устройство. То же самое можно проделать и с другими контроллерами — разработчику надо только понять принципы их работы, чтобы определить, какие дополнительные узлы необходимы, а также обеспечить стабильную работу микросхемы.

Рис. 6. Зависимость КПД повышающего зарядного устройства от выходного тока

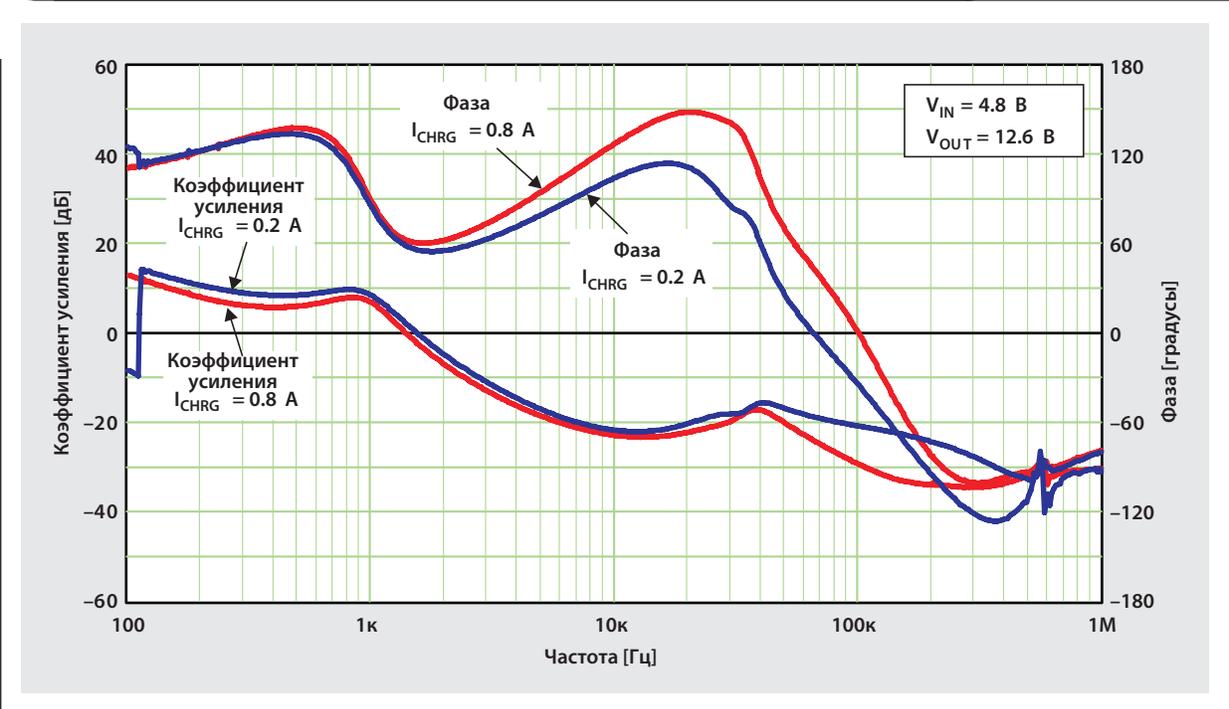


Ссылки

power.ti.com

www.ti.com/sc/device/partnumber (вместо partnumber следует подставить bq24650, CSD17308Q3, INA139, LM358 или TLV7211).

Рис. 7. Логарифмическая амплитудно-фазовая частотная характеристика (ЛАФЧХ) при разомкнутой петле обратной связи

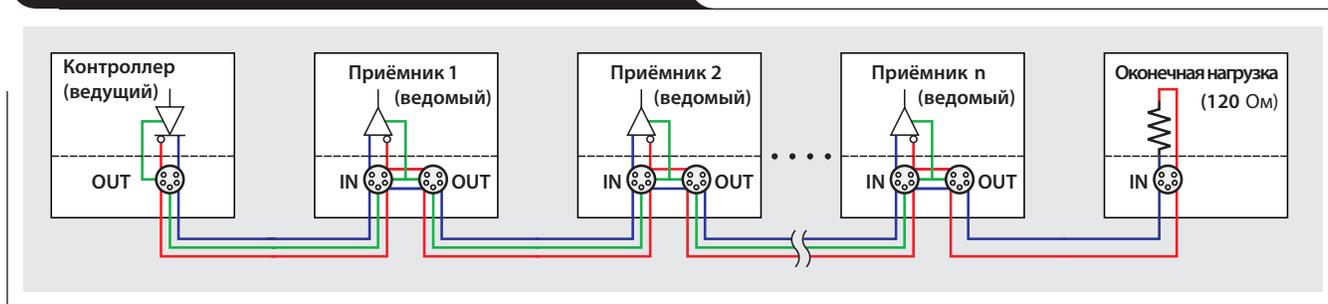


Применение изолированных приёмопередатчиков RS-485 в оборудовании сценического освещения и создания спецэффектов стандарта DMX512

Томас Кюгельштадт (Thomas Kugelstadt)

Старший инженер по применению

Рис. 1. Цепочечная топология сети стандарта DMX512



Оборудование сценического освещения и создания спецэффектов, применяемое в современных драматических и оперных театрах, концертных залах и на спортивных аренах, использует сложные сети передачи данных. Эти сети, протяжённость которых нередко достигает 1200 м, обеспечивают обмен данными между сотнями сетевых узлов, управляющих светорегуляторами, подвижными прожекторами, генераторами дыма и другим оборудованием для создания спецэффектов.

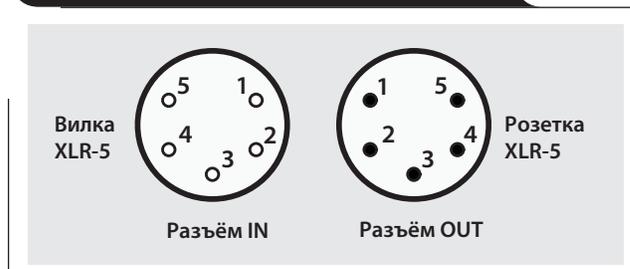
Первым стандартом, описывающим методы надёжного обмена данными между устройствами такого рода, стал стандарт DMX512, разработанный в 1986 году инженерным комитетом Института Театральных Технологий США (United States Institute for Theatre Technology — USITT). В 1998 году поддержку этого стандарта взяла на себя ассоциация поставщиков услуг и технического обеспечения для индустрии развлечений (Entertainment Services and Technology Association — ESTA). Обновлённая версия стандарта в 2004 году была одобрена Американским национальным институтом стандартов (American National Standards Institute — ANSI). Стандарт был повторно пересмотрен в 2008 году и в настоящее время является официальным стандартом ANSI E1.11-2008, который называется «*Entertainment Technology — USITT DMX512-A — Asynchronous Serial Digital Data Transmission Standard for Controlling Lighting Equipment and Accessories*», или, кратко, DMX512-A.

Топология

Сеть DMX512 использует многоточечную топологию, аналогичную описанной в стандарте RS-422. Такая топология предусматривает наличие одного контроллера (ведущего узла), который периодически отправляет управляющие данные множеству приёмников (ведомым узлам). Все узлы сети соединены последовательно (цепочкой): каждый ведомый узел имеет вход (разъём IN) и выход (разъём OUT). Контроллер, имеющий только разъём OUT, подключается к разъёму IN первого ведомого узла. Разъём OUT первого ведомого соединяется с разъёмом IN следующего ведомого, и т.д. (Рис. 1). К разъёму OUT последнего ведомого в цепочке подключается оконечная нагрузка — резистор сопротивлением 100 или 120 Ом.

Чтобы избежать путаницы между входящими и исходящими информационными сигналами портов DMX512, в качестве разъёмов IN используются вилки XLR-5, а в качестве разъёмов OUT — розетки XLR-5 (Рис. 2).

Рис. 2. Стандартные соединители DMX512



Протокол

Контроллер DMX512 передаёт пакеты последовательных данных в асинхронном режиме со скоростью 250 Кбит/с (Рис. 3). Пакет данных начинается с сигнала паузы (break), имеющего НИЗКИЙ уровень, после которого передаётся сигнал маркера (mark) ВЫСОКОГО уровня. Эта последовательность называется «маркер после паузы» (Mark-After-Break — MAB). После MAB формируются временные слоты, в каждом из которых передаётся одно слово, состоящее из одного старт-бита, восьми битов данных и двух стоп-битов. Пакет DMX512 может содержать до 513 временных слотов, из которых 512 будут слотами данных. Первый слот, называемый стартовым кодом, определяет тип данных, содержащихся в пакете.

Физический уровень

Физический уровень сети стандарта DMX512-A реализован на основе промышленного интерфейса EIA-485, который позволяет подключать к одному сегменту шины до 32 устройств при длине сегмента до 1200 м. Для соединения устройств обычно используется витая пара с волновым сопротивлением 120 Ом (кабель RS-485) или 100 Ом (кабель CAT5). На дальнем конце шины устанавливается согласующий резистор с сопротивлением, равным волновому сопротивлению кабеля.

В дополнение к требованиям стандарта EIA-485, стандарт DMX512-A рекомендует заземлять порты передатчиков и изолировать порты приёмников, чтобы избежать возникновения паразитных контуров заземления (Рис. 4).

Кроме того, стандарт DMX512-A предусматривает возможность использования топологий с расширенной функциональностью (Enhanced-Functionality — EF), в рамках которых разрешается применение устройств-ответчиков (responders). Ответчиками называются приёмные узлы, которые могут возвращать контроллеру информацию о своём состоянии. Наиболее часто применяются топологии EF1 и EF2. В топологии EF1 для связи между контроллером сети DMX512 и ответчиками используется полудуплексный канал связи, тогда как топология EF2 обеспечивает дуплексную связь между узлами сети. Но в любом случае ответчики, относящиеся к категории приёмных устройств, должны иметь изолированные порты приёма и передачи.

В приложениях подобного рода лучше всего задействовать дуплексные приёмопередатчики RS-485, поскольку их можно приспособить не только для обычных систем DMX512 (с устройствами, обеспечивающими только приём данных), но и для полудуплексной и дуплексной конфигураций, используемых в системах EF1 и EF2 соответственно.

В приёмных устройствах предыдущих поколений часто использовались неизолированные приёмопередатчики и оптрона. Однако компаунд, применяемый в этих оптронах и образующий, как правило, слой изолятора между светодиодом и фототранзистором, постепенно поглощал влагу из окружающего воздуха, уменьшая долговременную стабильность изоляционного барьера.

Ещё одним недостатком такого решения была необходимость использования изолированного источни-

Рис. 3. Пакет стандарта DMX512

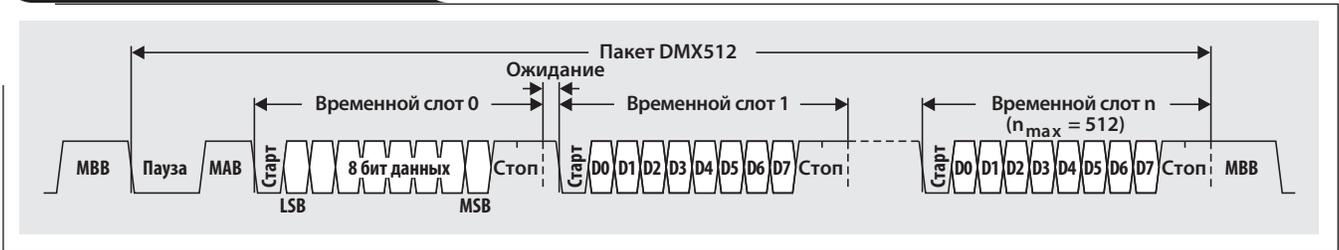
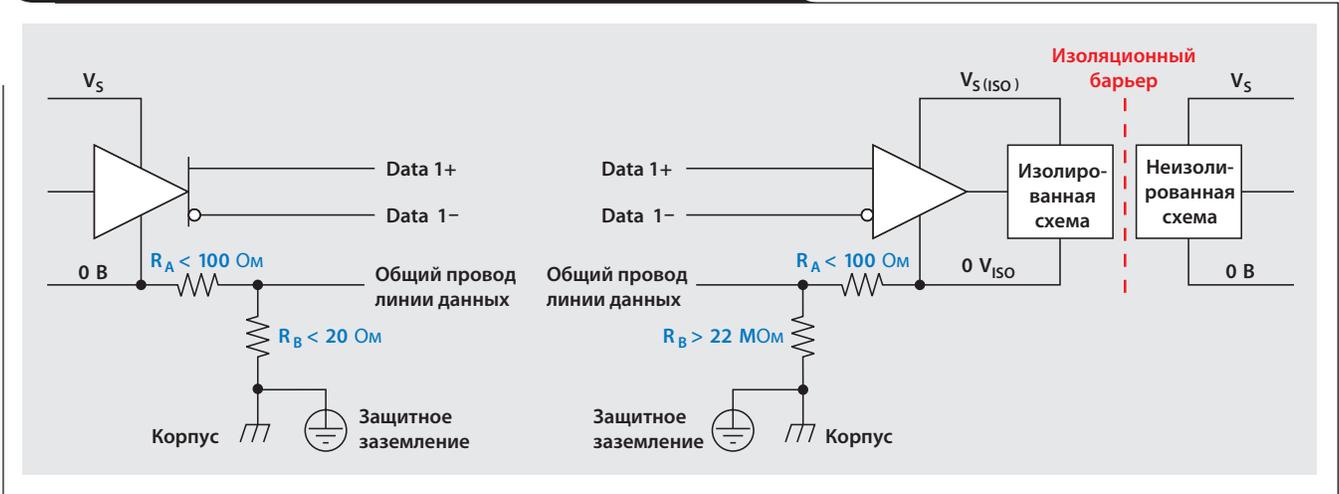


Рис. 4. Заземлённый передатчик и изолированный приёмник



ка питания, который обеспечивал передачу питающего напряжения через изоляционный барьер. Для этой цели часто применялись громоздкие модули DC/DC-преобразователей, которые могли стоить в 3 раза дороже всех остальных компонентов сигнального тракта (включая приёмопередатчики, оптроны и микросхемы UART), вместе взятых.

С появлением цифровой технологии ёмкостной изоляции проблема долговременной стабильности была решена. Изоляционный барьер, изготовленный по данной технологии, представляет собой небольшой высоковольтный конденсатор ёмкостью порядка 120 фФ с диэлектриком из диоксида кремния (SiO₂). Диоксид кремния — один из самых твёрдых изоляционных материалов с очень малым влагопоглощением, что обеспечивает чрезвычайно высокий уровень долговременной надёжности и длительный срок службы.

Кроме того, микросхемы нового семейства изолированных приёмопередатчиков RS-485, разработанного компанией Texas Instruments, имеют встроенные драйверы трансформаторов, которые позволяют кардинально упростить конструкцию изолированного источника питания. Встроенный драйвер содержит несинхронизированный генератор, работающий на частоте $f_{OSC} = 400$ кГц. Этот генератор управляет двумя мощными выходными транзисторами, которые, в свою очередь, используются для двухтактного управления внешним трансформатором с отводом от средней точки обмотки. Относительно высокая частота переключения позволяет использовать маленькие трансформаторы, что даёт возможность создавать малогабаритные устройства.

На Рис. 5 показан законченный вариант схемы устройства-ответчика, удовлетворяющий требованиям стандарта DMX512-A. Изолированный малопотребляющий приёмопередатчик ISO35T компании Texas Instruments с напряжением питания 3.3 В формирует сигналы, соответствующие спецификации шины RS-485, обеспечивая дифференциальное выходное напряжение с номинальным значением 2 В (минимум — 1.5 В) при

полной дифференциальной и синфазной нагрузке. Максимальная скорость передачи этой микросхемы составляет 1 Мбит/с, что с лихвой перекрывает требуемые стандартом DMX512-A 250 Кбит/с, а относительно большие длительности фронтов (200 нс) гарантируют низкий уровень электромагнитных помех.

В приведённой схеме управляющие данные, полученные по шине DMX512, преобразуются компаратором и передаются через изоляционный барьер на выход R приёмника. С этого выхода данные поступают на вход интерфейса UART микроконтроллера MSP430F2132 компании Texas Instruments. Микроконтроллер передаёт полученные данные по высокоскоростному синхронному последовательному интерфейсу в 8-канальный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП). Применённая микросхема ЦАП DAC7718 компании Texas Instruments может формировать на своих выходах двухполярные сигналы напряжением до ± 16.5 В и однополярные сигналы напряжением до 33 В.

Поскольку в сценическом оборудовании для создания спецэффектов используются однополярные управляющие сигналы напряжением от 0 до 10 В, ЦАП DAC7718 оказывается идеальным аналоговым интерфейсом для подобных устройств, позволяя одному узлу сети управлять несколькими (до 8) светорегуляторами.

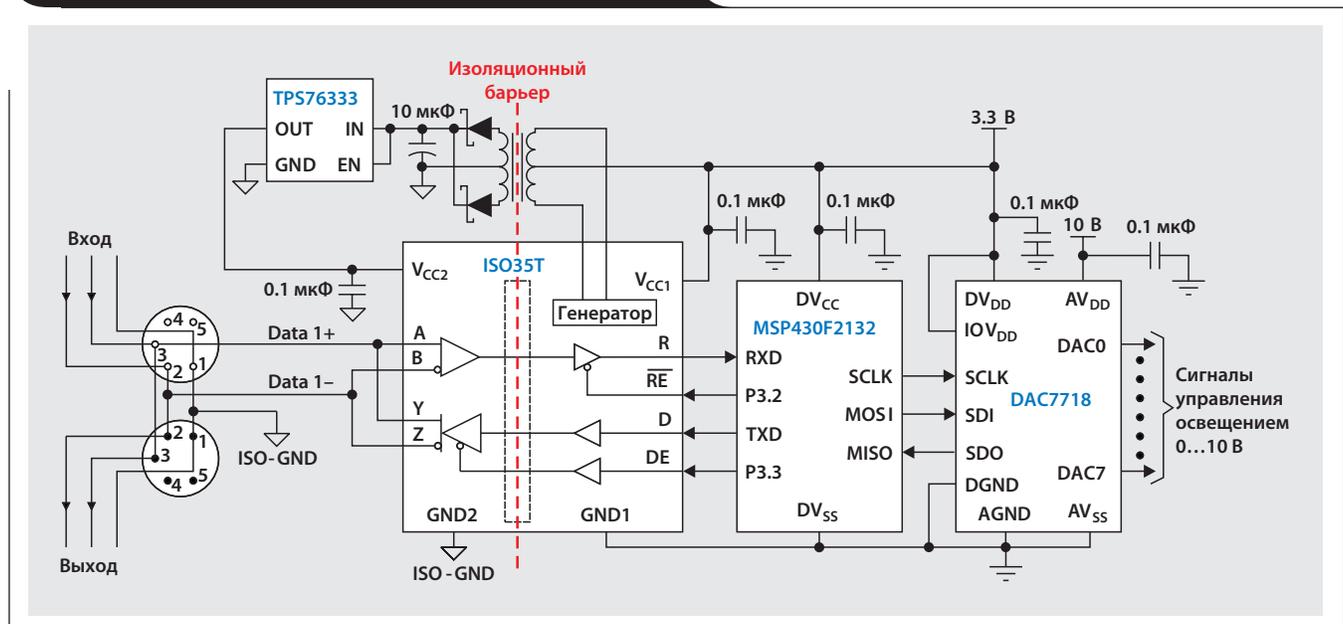
Остальные элементы схемы сетевого узла, включая ЦАП, микроконтроллер и приёмопередатчик, питаются от однополярного источника напряжением 3.3 В. Для питания изолированной части интерфейса используется линейный стабилизатор с малым падением напряжения (TPS76333 от TI), обеспечивающий ток до 150 мА, а также защиту от перегрева и короткого замыкания.

Ссылки

interface.ti.com

www.ti.com/sc/device/partnumber (вместо *partnumber* следует подставить DAC7718, ISO35T, ISO1176T, ISO3086T, MSP430F2123 или TPS76333).

Рис. 5. Изолированный узел ответчика стандарта DMX512



Промышленные интерфейсы сбора данных с цифровыми изоляторами

Томас Кюгельштадт (Thomas Kugelstadt)

Старший инженер по применению

Гальваническая изоляция стала воистину притчей во языцех среди разработчиков промышленного оборудования, поскольку различные нормативные документы требуют её обязательного применения в подобных устройствах. Гальваническая изоляция позволяет двум связанным узлам обмениваться информацией и энергией, исключая в то же время реальное протекание электрического тока.

Гальваническая изоляция выполняет две основные задачи. Во-первых, она защищает персонал и оборудование от потенциально опасных бросков напряжения и тока. Во-вторых, она предотвращает образование нежелательных земляных контуров, помехи от которых могут отрицательно сказаться на сигналах в каналах передачи данных и других каналах связи.

Прежде в аналоговых модулях ввода/вывода, контрольно-измерительном оборудовании, устройствах позиционирования и прочих схемах сопряжения с датчиками часто применяли одноканальные развязывающие усилители, которые отделяли собственно датчики и их обвязку, работающие в жёстких условиях промышленных цехов, от блоков обработки сигналов, располагавшихся в диспетчерских, где помехи практически отсутствуют. Развитие технологий и прогресс в области разработки привели к появлению новых поколений малогабаритных и экономичных цифровых изоляторов, которые, благодаря своей многоканальности, позволили разрабатывать оборудо-

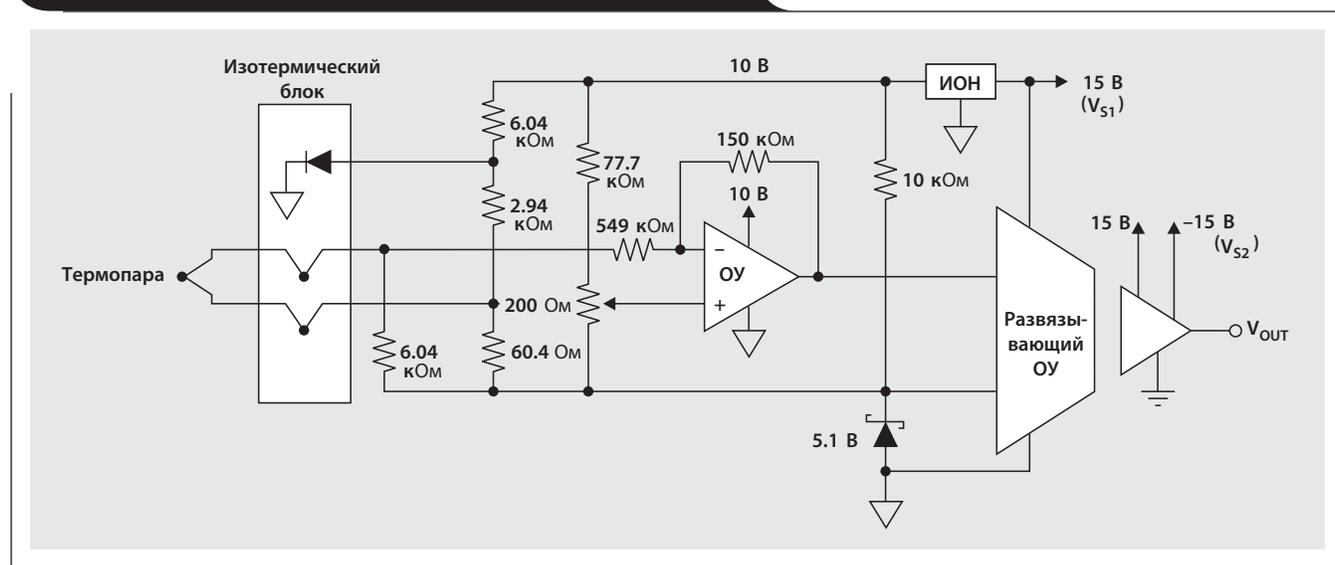
вание меньших габаритов. В данной статье описываются две разновидности цифровых изоляторов и объясняются принципы их работы. И, конечно же, приводятся примеры их использования.

Устаревшие схемы гальванической изоляции

Классическим примером устаревшего решения с использованием развязывающего усилителя является одноканальная схема измерителя температуры с гальванической развязкой, приведённая на Рис. 1. В данной схеме термопара преобразует измеряемое напряжение в небольшое постоянное напряжение. Резисторно-диодная схема, к которой подключена термопара, обеспечивает задание рабочей точки, компенсацию температурного дрейфа и усиливает входной сигнал до уровня, попадающего в диапазон входных напряжений развязывающего усилителя.

Развязывающий усилитель представляет собой прецизионный операционный усилитель, в котором для передачи входного сигнала через ёмкостный изоляционный барьер используется метод модуляции рабочего цикла (Duty-Cycle Modulation — DCM). Применение DCM-модуляции обеспечивает нечувствительность к изменению параметров изоляционного барьера с одновременным сохранением целостности сигнала. В результате мы получаем высокую надёжность и хорошую устойчивость к импульсным синфазным помехам.

Рис. 1. Измеритель температуры с гальванической развязкой



Гальваническая изоляция входных каскадов развязывающего усилителя от выходных обеспечивается двумя парами конденсаторов (Рис. 2). Входной каскад преобразует входное напряжение V_{IN} в ток посредством резистора R_{IN} . Интегратор, выполненный на ОУ А1, интегрирует разность между полученным током I_{IN} и током внутреннего источника тока до тех пор, пока напряжение на его выходе не достигнет порога переключения компаратора. Компаратор, работающий в связке с усилителем считывания АS1, вынуждает источник тока переключаться с частотой внутреннего генератора (500 кГц). В результате формируется комплементарный импульсный сигнал с модулированным рабочим циклом, который и передаётся через изоляционный барьер.

Выходной каскад усилителя демодулирует сигнал, полученный из-за изоляционного барьера, с помощью балансного фильтра нижних частот. Усилитель считывания АS2 детектирует сигнал, прошедший через барьер, и управляет источником тока, который подключён к интегратору А2. Этот каскад уравнивает ток, вызванный

модулированным сигналом, с током обратной связи, протекающим через резистор R_F . В итоге формируется выходное напряжение V_{OUT} , среднее значение которого равно напряжению V_{IN} . Усилители выборки/хранения (УВХ) в цепи обратной связи устраняют нежелательные пульсации, возникающие при демодуляции.

Развязывающие усилители, несмотря на свою высокую точность и надёжность, обладают рядом серьёзных недостатков, обусловленных их технологическими особенностями. Данные усилители имеют очень узкую полосу частот входного сигнала, не превышающую 50 кГц. Кроме того, они требуют источника питания с минимальным напряжением ± 4 В, что не позволяет использовать их в современных низковольтных устройствах. И наконец, они получаются очень дорогими в производстве, поскольку требуют раздельного изготовления входного и выходного кристаллов, лазерной подгонки для прецизионного согласования схемы и последующей упаковки обоих кристаллов вместе с развязывающими конденсаторами в общий корпус.

Рис. 2. Внутреннее устройство развязывающего усилителя

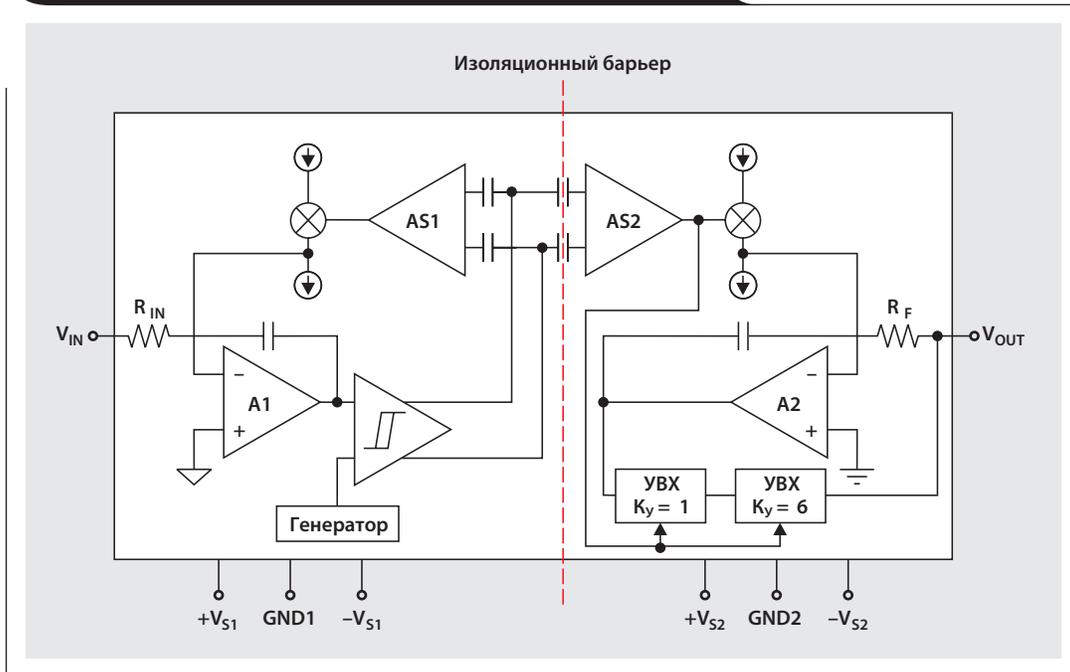
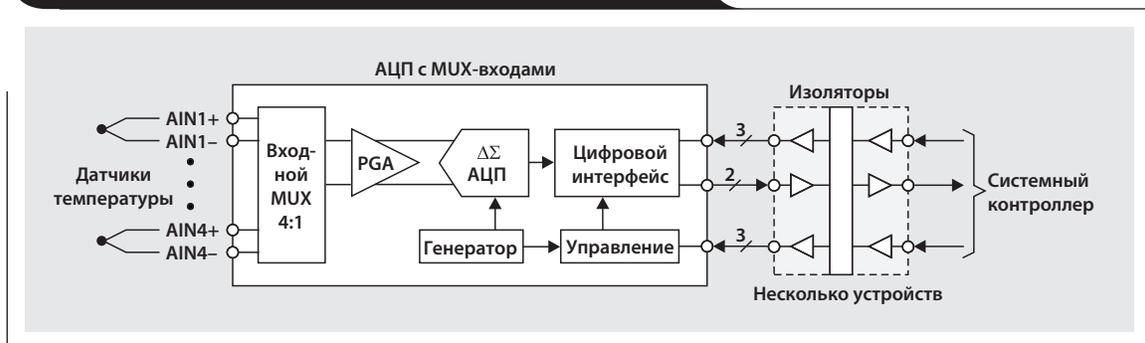


Рис. 3. Система сбора данных с гальванической развязкой



Современные схемы гальванической изоляции

В современных системах сбора данных используют аналого-цифровые преобразователи (АЦП) с мультиплексированными входами (Рис. 3). Усилитель с программируемым коэффициентом усиления (Programmable Gain Amplifier — PGA) усиливает слабый входной сигнал, а преобразователь, используя дельта-сигма модуляцию, преобразует усиленный сигнал в поток цифровых данных. Результаты аналого-цифрового преобразования передаются через цифровой изолятор в системный контроллер для дальнейшей обработки цифровыми методами.

В цифровых изоляторах могут применяться изоляционные барьеры, использующие самые разные технологии: магнитную, оптоэлектрическую, ёмкостную. Так, в изоляторе, показанном на Рис. 4, используется ёмкостный изоляционный барьер. Данное устройство содержит два параллельных канала передачи данных: высокоскоростной АС-канал с полосой пропускания от 100 Кбит/с до 150 Мбит/с и низкоскоростной DC-канал, используемый при скоростях менее 100 Кбит/с (в том числе и для передачи постоянного тока).

Входной несимметричный сигнал, поступающий на вход АС-канала, преобразуется в симметричный с использованием инвертирующего и неинвертирующего входного буферов. RC-цепочки, подключённые к выходам буферов, дифференцируют полученный сигнал и формируют выбросы напряжения, которые далее преобразуются компараторами в короткие импульсы. Оконечный триггер преобразует эти импульсы в выходной сигнал, фаза и форма которого идентична фазе и форме входного сигнала.

Схема принятия решения (СПР), представляющая собой сторожевой таймер, измеряет интервалы между выбросами. Если интервал между двумя последовательными выбросами превышает максимальное значение вре-

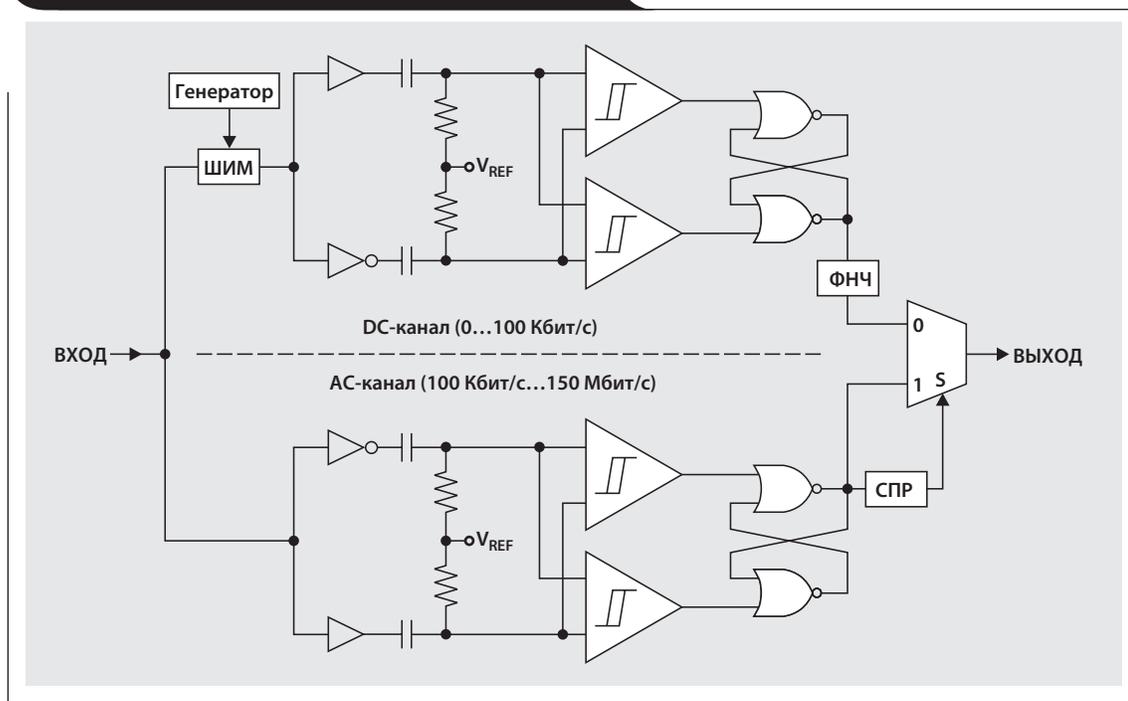
менного окна (в случае низкочастотного сигнала), то выходной мультиплексор переключается на низкоскоростной DC-канал.

Поскольку фронты в низкочастотном сигнале появляются гораздо реже, чем это необходимо для непосредственной передачи сигнала через крошечные развязывающие конденсаторы, к входному сигналу при помощи широтно-импульсного модулятора (ШИМ) подмешивается несущая частота от внутреннего генератора устройства. После прохождения сигнала через изоляционный барьер привнесённые высокочастотные составляющие отфильтровываются фильтром нижних частот (ФНЧ), после чего переданные данные поступают на выходной мультиплексор.

Промышленные приложения

Чаще всего промышленные системы сбора данных используются для автоматизации производства и управления технологическими процессами. Системы управления технологическими процессами, как правило, контролируют или измеряют множество физических параметров, таких как температура и давление, в рамках одной системы, тогда как системы автоматизации производства обычно отслеживают всего один физический параметр, но в нескольких системах. Соответственно, весьма сильно отличаются и конфигурации преобразователей, используемые в каждой из систем. Системы управления технологическими процессами работают с датчиками и преобразователями самых разных типов, что влечёт за собой необходимость настройки множества параметров, таких как коэффициент усиления, частота выборок, интервал измерений и входной импеданс. А системы автоматизации, напротив, в большинстве случаев взаимодействуют с множеством датчиков одного и того же типа и потому требуют настройки очень небольшого числа параметров.

Рис. 4. Цифровой изолятор с ёмкостным барьером



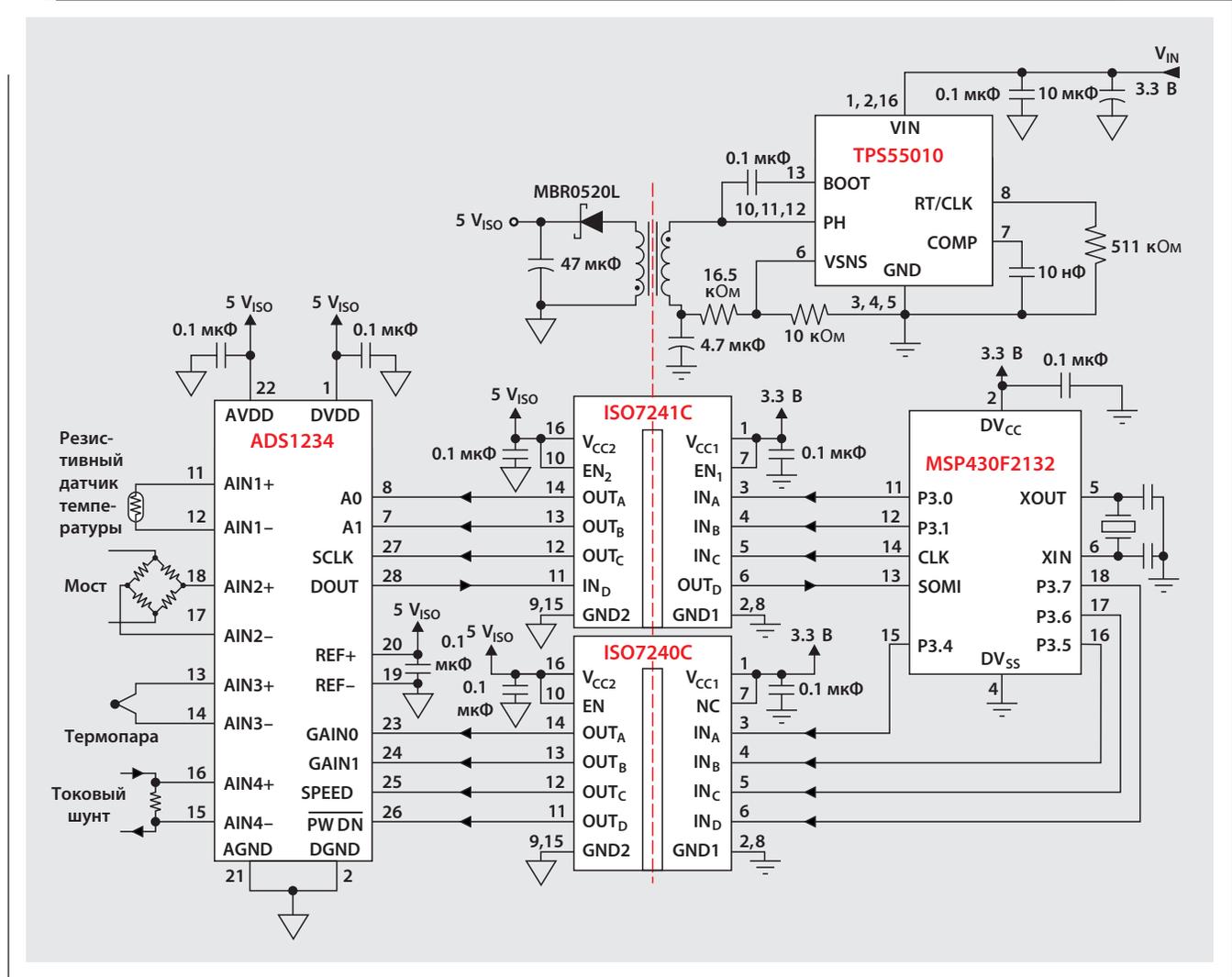
Поскольку число настраиваемых параметров непосредственно определяет трудозатраты на реализацию гальванической изоляции и, соответственно, стоимость цифрового интерфейса, необходимо чётко различать задачи управления технологическими процессами и автоматизации производства. Чтобы проиллюстрировать сказанное, на Рис. 5 и Рис. 6 приведены схемы типовых систем сбора данных для обоих приложений.

В схеме, приведённой на Рис. 5, многочисленные датчики измеряют значения самых разных параметров, таких как температура, давление и ток. Различные настройки коэффициентов усиления позволяют максимально полно использовать входной динамический диапазон АЦП для каждого из датчиков. Изменение частоты выборок может потребоваться для подстройки системы под скорость изменения величины по какому-либо входному каналу. Оп-

циональный режим Power-Down предотвращает потребление тока преобразователем в отсутствие измерений. Всё это требует наличия восьми гальванически развязанных каналов управления.

А в схеме, приведённой на Рис. 6, используются четыре термопары одного типа, непрерывно измеряющие температуру четырёх разных устройств. Несмотря на то что в обеих схемах применена одна и та же микросхема АЦП, одинаковые параметры датчиков позволили использовать фиксированные настройки коэффициента усиления и частоты выборок, а также отключить режим Power-Down. В результате была сэкономлена одна микросхема изолятора, поскольку в указанной конфигурации потребовалось гальванически развязать всего четыре линии данных и управления.

Рис. 5. Гальванически развязанная система сбора данных для управления технологическим процессом



Заключение

Время развязывающих усилителей подходит к концу и наступает эпоха цифровых изоляторов. Чтобы ускорить разработку, а также минимизировать размеры печатной платы и затраты на комплектующие, настоятельно рекомендуется всесторонне оценить потребности системы, прежде чем выбрать тип изолятора.

Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat®Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить **TILit. #** соответствующего документа).

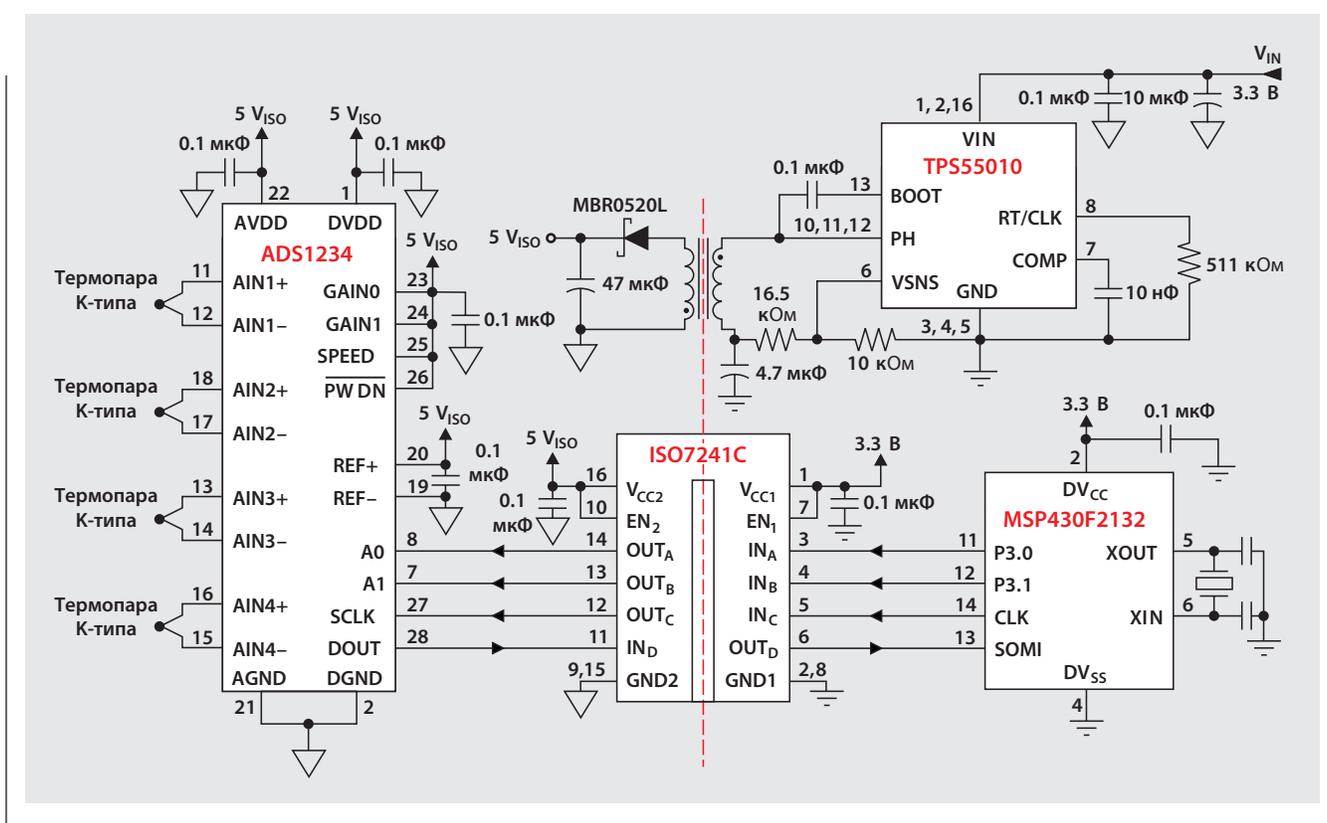
- | Название документа | TI Lit. # |
|---|-------------------------|
| 1. Thomas Kugelstadt, «Designing with digital isolators», <i>Analog Applications Journal</i> (2Q 2009). | slyt335 |
| 2. Thomas Kugelstadt, «Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators», <i>AnalogApplications Journal</i> (3Q 2010). | slyt381 |

Ссылки

interface.ri.com

www.ti.com/sc/device/partnumber (вместо *partnumber* следует подставить **ADS1234, ISO7240C, ISO7241C, MSP430F2132** или **TPS55010**).

Рис. 6. Гальванически развязанная система сбора данных для целей автоматизации производства



Преобразование несимметричного видеосигнала в дифференциальный в системах с однополярным питанием

Джим Карки (Jim Karki)

Член технического совета по аналоговым компонентам

Введение

Как правило, видеосигналы кодируются, декодируются и обрабатываются как несимметричные сигналы. В то же время часто возникает необходимость преобразования этих сигналов в дифференциальные для передачи по кабелю. Хорошим примером может служить система безопасности, камеры видеонаблюдения которой расположены в разных местах, а потоки видеоданных от них передаются для наблюдения и последующего хранения в центральную диспетчерскую.

Благодаря своей высокой помехоустойчивости передача сигналов в дифференциальном виде уже много лет используется в телефонии и профессиональной аудиотехнике. При одновременной наводке помехи на оба провода дифференциальной линии передачи данная помеха воспринимается приёмником как синфазный сигнал, который затем отфильтровывается.

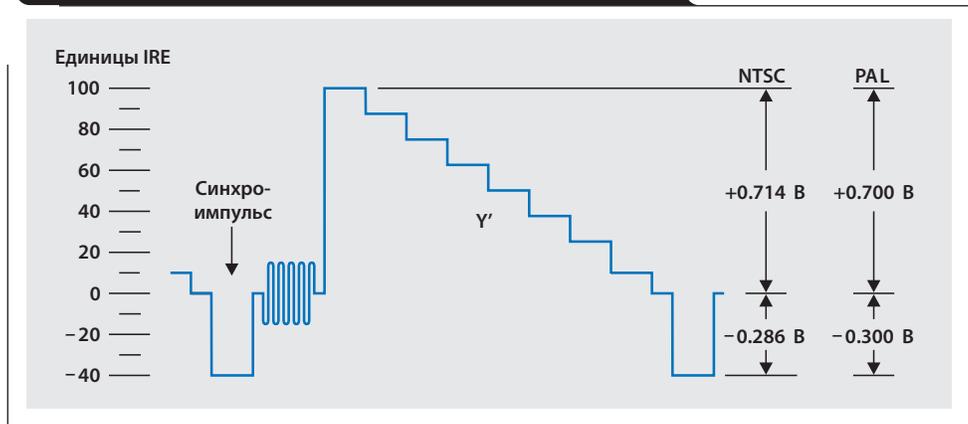
Поскольку в настоящее время всё больше устройств питаются от однополярных источников, было бы неплохо разработать драйвер линии передачи, которому тоже достаточно однополярного питания. В системах с однополярным питанием уровни сигналов сдвинуты так, чтобы сигналы попали в диапазон напряжений источника питания. Этот факт необходимо учитывать, чтобы исключить появление на выходе нежелательного смещения. Указанные задачи никак не связаны с обычными, такими как задание коэффициентов усиления, выбор способа согласования линии, обеспечение необходимой полосы пропускания и скорости нарастания выходного напряжения.

Для преобразования несимметричного видеосигнала в дифференциальный можно использовать как операционные усилители с несимметричным выходом, так и полностью дифференциальные усилители (ПДУ). В данной статье мы рассмотрим использование ПДУ для преобразования несимметричного видеосигнала в дифференциальный, чтобы его можно было передать по кабелю категории 5, согласованному на обоих концах, в системе с однополярным питанием. Предполагается, что читатель уже знаком с принципами работы и применением ПДУ. Основные сведения о ПДУ можно подчерпнуть в [1].

Типичные параметры видеосигнала

На Рис. 1 показан полный видеосигнал (Composite Video Baseband Signal — CVBS), иногда называемый также композитным, при выводе шкалы градаций серого. Такой сигнал часто используется в видеоаппаратуре стандартной чёткости (Standard-Definition — SD). Параметры

Рис. 1. Полный видеосигнал (CVBS) стандартной чёткости при выводе шкалы градаций серого



видеосигналов стандартной чёткости в большинстве своём соответствуют требованиям стандартов на аналоговые сигналы систем телевизионного вещания NTSC или PAL. Согласно этим стандартам полный размах выходного сигнала, в котором присутствуют только синхроимпульсы и сигнал яркости (Y'), составляет 140 IRE = 1 В, причём синхроимпульс имеет отрицательную полярность. При добавлении информации цветности полный размах модулированного композитного видеосигнала становится равным примерно 1.23 В. Для поддержки отрицательных импульсов можно использовать ОУ с двухполярным питанием ($\pm V_S$) или связь по переменному току с восстановлением постоянной составляющей в приёмнике. Использование двухполярного источника питания или связи по переменному току требует дополнительных компонентов и является относительно дорогим решением. Связь по постоянному току можно реализовать с меньшими затратами, однако использование сигналов, поддерживающих однополярное питание, требует их смещения (добавления в сигнал постоянной составляющей). Например, в документации на видеопроцессор TMS320DM368 компании Texas Instruments (TI) указано, что выходное напряжение его видеобуфера находится в диапазоне от 0.35 до 1.35 В при сопротивлении нагрузки 75 Ом. Таким образом, данная микросхема может формировать используемый в бытовой видеоаппаратуре видеосигнал амплитудой 1 В, смещённый относительно нуля.

В других стандартах, обеспечивающих большую чёткость изображения, таких как стандарты повышенной (Enhanced-Definition — ED) и высокой (High-Definition — HD) чёткости, по одной линии передаётся гораздо меньшая информация, нежели в сигнале стандартной чёткости. В этих стандартах используются многожильные кабели, по каждому проводу которых передаются сигналы с различными длительностями фронтов и скоростями пере-

ходных процессов, зависящими от содержимого изображения и спецификации стандарта.

Итак, видеосигналы по своему характеру относятся к классу импульсных сигналов, поэтому усилители и каналы передачи должны иметь превосходные импульсные характеристики для адекватного воспроизведения данных сигналов. Именно поэтому линии передачи видеосигналов принято согласовывать на обоих концах. При двойном согласовании передатчик и приёмник сигнала рассчитываются таким образом, чтобы соответственно их полное выходное и полное входное сопротивления были равны волновому сопротивлению линии. В этом случае минимизируются отражения в линии и обеспечивается наилучшая целостность сигнала. Поскольку операционные усилители представляют собой идеальные источники напряжения, они имеют очень маленькое выходное сопротивление (практически 0 Ом) и поэтому согласование осуществляется простым включением резистора последовательно с выходом усилителя. Недостаток двойного согласования состоит в том, что упомянутый резистор вместе с входным сопротивлением приёмника вызывают ослабление сигнала на 6 дБ. Для компенсации этого ослабления обычно используют видеобуферы с коэффициентом усиления, равным двум (6 дБ). В результате суммарный коэффициент усиления тракта получается равным единице (0 дБ).

Кабели категории 5 (Cat 5) получили широкое распространение и повсеместно используются для построения компьютерных локальных сетей. Кроме того, они применяются в телефонии и для передачи аудио- и видеосигналов. Как правило, кабели Cat 5 имеют невысокую стоимость, не в последнюю очередь из-за отсутствия экранирования, и содержат одну или несколько витых пар для передачи сигналов в дифференциальном виде. Номинальное волновое сопротивление кабеля Cat 5 — 100 Ом.

Анализ схем

Предложение №1

Первая схема, которую предлагается использовать для преобразования несимметричного видеосигнала, полученного от источника с однополярным питанием, такого как видеопроцессор TMS320DM368, в дифференциальный, приведена на **Рис. 2**. Укажем назначение различных элементов схемы:

- V_{S+} — напряжение питания операционного усилителя; вход отрицательного напряжения питания V_{S-} заземлён;
- V_{IN} — вход видеосигнала от источника (TMS320DM368) с уровнем от 0.35 до 1.35 В;
- R_G и R_F — резисторы, задающие коэффициент усиления (K_U) ПДУ. Для $K_U = 2$ сопротивление $R_F = 2R_G$;
- V_{OUT+} и V_{OUT-} — дифференциальные выходные сигналы ПДУ. Эти сигналы сдвинуты по фазе друг относительно друга на 180° и смещены на величину выходного синфазного напряжения V_{OCM} ;
- R_O — резисторы согласования выхода ПДУ с волновым сопротивлением линии Z_O . Для $Z_O = 100$ Ом — $R_O = 50$ Ом;
- R_L — резистор согласования входа приёмника с Z_O . Для $Z_O = 100$ Ом — $R_L = 100$ Ом.

На первый взгляд, схема, приведённая на **Рис. 2**, кажется вполне работоспособной, однако при более внимательном рассмотрении становится ясно, что она требует небольшой доработки. Данная схема не обеспечивает 75-Ом нагрузку для видеобуфера процессора TMS320DM368, из-за чего уровни выходного сигнала буфера будут некорректны. Если подключить данную схему к источнику, аналогичному TMS320DM368, который формирует видеосигнал с напряжением от 0.35 до 1.35 В, то сигналы на выходе схемы будут иметь дифференциальное смещение,

Рис. 2. Схема №1, предлагаемая для преобразования несимметричного видеосигнала в дифференциальный

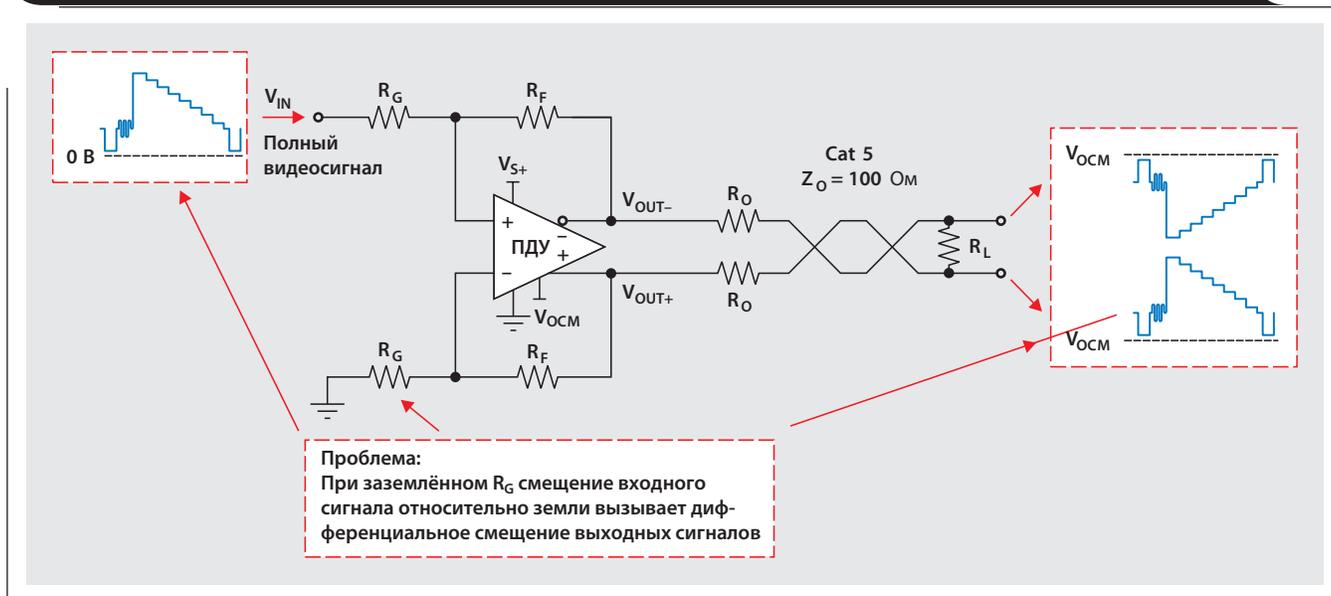
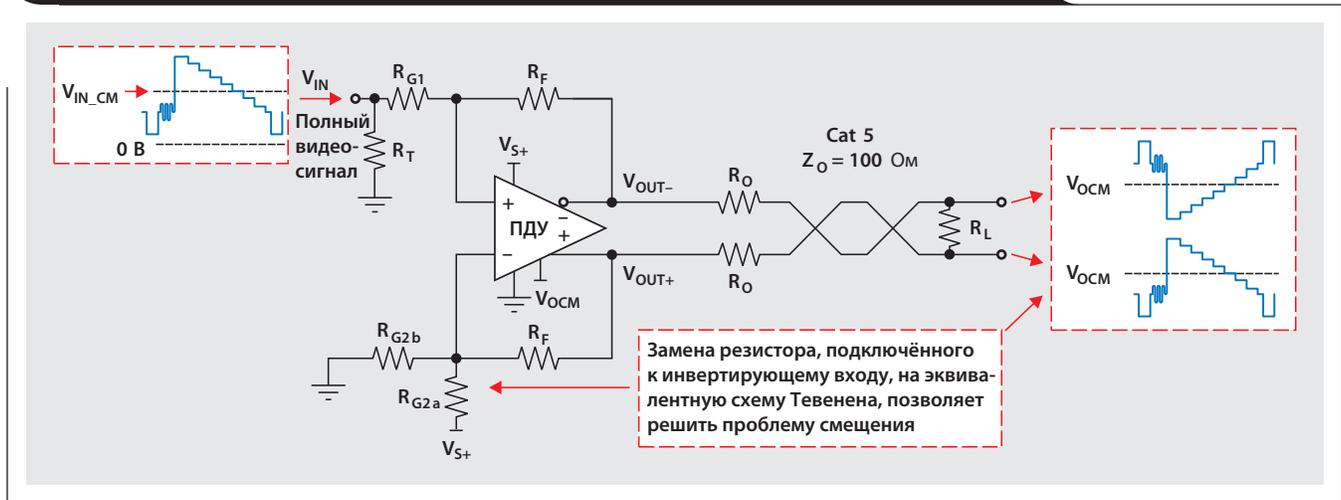


Рис. 3. Схема №2 (с коррективкой дифференциального смещения выходного сигнала)



равное синфазному напряжению видеосигнала, умноженному на коэффициент усиления ПДУ, и будут сдвинуты к уровню V_{OCM} . Расчёты показывают, что выходной сигнал схемы на **Рис. 2** будет иметь дифференциальное смещение, равное 1.7 В. Для устранения этого смещения резистор R_G , подключённый к инвертирующему входу ПДУ, необходимо заменить эквивалентной схемой Тевенена для резистора R_G на неинвертирующем входе. Входное напряжение эквивалентной схемы задаётся равным синфазному напряжению источника видеосигнала, т.е. $V_{TH} = V_{IN_CM}$.

Предложение №2

Вторая схема, предлагаемая для преобразования несимметричного видеосигнала, поступающего от источника с однополярным питанием, такого как видеопроцессор TMS320DM368, в дифференциальный, приведена на **Рис. 3**. Эта схема улучшена по сравнению с предыдущей — добавлен резистор R_T , обеспечивающий входное сопротивление 75 Ом, а резистор R_G на инвертирующем входе ПДУ заменён эквивалентной схемой Тевенена с $V_{TH} = V_{IN_CM}$ для неинвертирующего входа. Назначение элементов новой схемы осталось тем же, что и раньше (функцию резистора R_G , который был подключён к инвертирующему входу ПДУ, выполняют резисторы R_{G2a} и R_{G2b}). Исследуем работу схемы №2 и выполним её моделирование.

Анализ схемы №2

Для упрощения анализа допустим, что ПДУ — идеальный усилитель с нулевым смещением и бесконечным коэффициентом усиления. Одной из задач, стоящих перед разработчиком, является задача реализации инвертирующего входа ПДУ в виде эквивалента Тевенена для неинвертирующего входа. Этот рабочий приём, при котором простая схема неинвертирующего входа преобразуется в более сложную схему на инвертирующем входе, основан на обратном использовании одноимённой теоремы.

Прежде всего, зададимся условием $R_{G2a} \parallel R_{G2b} = R_{TH}$, где $R_{TH} = R_S \parallel R_T$. Указанные соотношения можно записать в виде формулы

$$R_{TH} = R_{G1} + \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T}. \quad (1)$$

Параметр R_S , равный 75 Ом, представляет собой выходное сопротивление видеобуфера TMS320DM368. Параметр R_T , равный 82.5 Ом, представляет собой сопротивление, которое требуется для приведения входного сопротивления схемы к значению 75 Ом. Более подробно о выборе значений R_T и R_{G1} для точного согласования схемы и задания коэффициента усиления можно прочитать в [2].

Теперь обратимся к равенству $V_{TH} = V_{IN_CM}$, где

$$V_{IN_CM} = \frac{V_{IN(min)} + V_{IN(max)}}{2}. \quad (2)$$

Формула для расчёта требуемого значения V_{TH} легко определяется из схемы, приведённой на **Рис. 4**:

$$V_{TH} = V_{S+} \times \frac{R_{G2b}}{R_{G2a} + R_{G2b}}. \quad (3)$$

Для полноты картины приведём формулу для определения коэффициента усиления ПДУ:

$$G = \frac{V_{OUT\pm}}{V_{IN}} = 2 \times \frac{R_F}{R_{TH}} \times \frac{R_T}{R_S + R_T}. \quad (4)$$

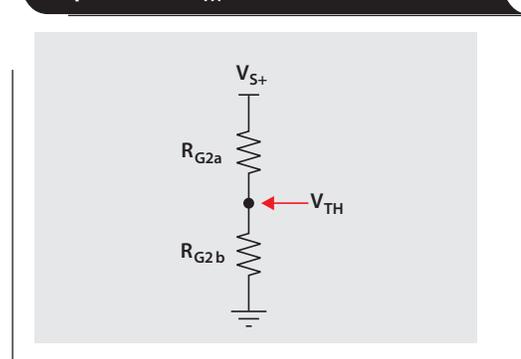
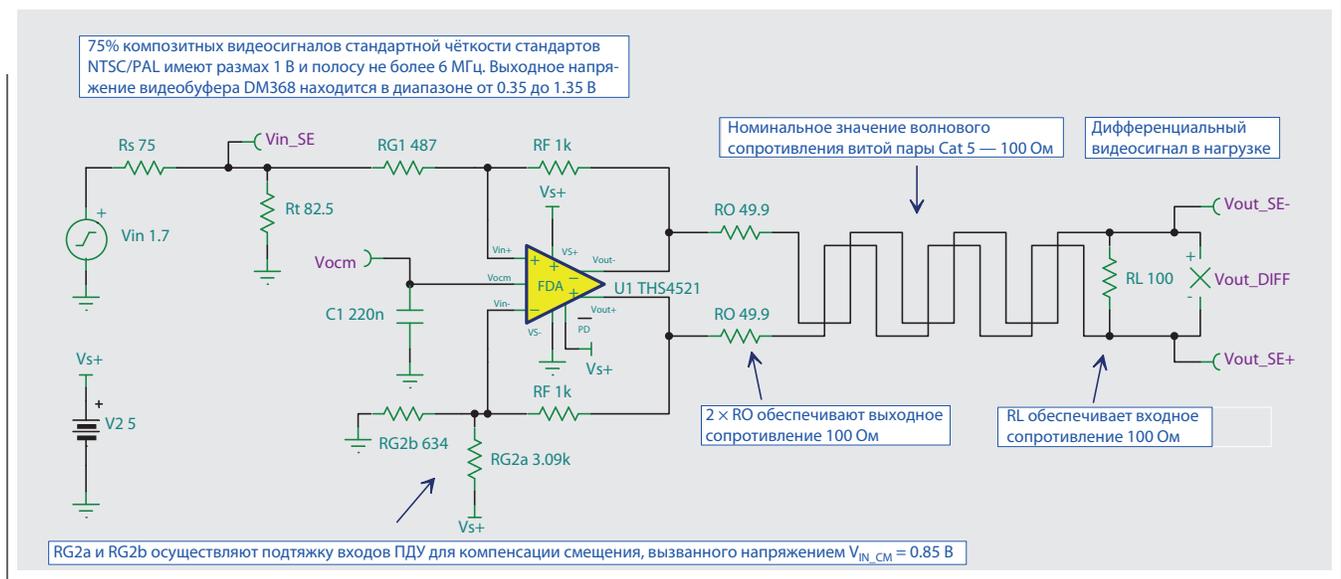
Рис. 4. Схема для расчёта источника напряжения (V_{TH}) эквивалента Тевенена

Рис. 5. Моделирование схемы №2 в программе TINA-TI™



Несимметричный сигнал на каждом из выходов ПДУ представляет собой половину от дифференциального выходного сигнала и смещён на величину V_{OCM} :

$$V_{OUT+} = V_{IN} \times \frac{R_F}{R_{TH}} \times \frac{R_T}{R_S + R_T} + V_{OCM},$$

$$V_{OUT-} = -V_{IN} \times \frac{R_F}{R_{TH}} \times \frac{R_T}{R_S + R_T} + V_{OCM}.$$

Чтобы найти единственно возможную пару значений R_{G2a} и R_{G2b} , необходимо одновременно решить уравнения (1) и (3). Преобразуя эти уравнения, получаем следующее выражение:

$$R_{G2a} = R_{TH} \times \frac{V_{S+}}{V_{TH}}. \quad (5)$$

Полученное выражение может быть использовано для нахождения второго неизвестного:

$$R_{G2b} = \frac{R_{G2a} \times R_{TH}}{R_{G2a} - R_{TH}}. \quad (6)$$

Пример расчёта схемы №2

Выполним расчёт параметров схемы №2. Предполагается, что источником сигнала является видеопроцессор TMS320DM368 с выходным напряжением от 0.35 до 1.35 В. Для передачи дифференциального сигнала используется кабель Cat 5, поэтому согласующие резисторы имеют сопротивления $R_O = 50$ Ом и $R_L = 100$ Ом. В качестве ПДУ в схеме используется усилитель THS4521 (TI) с однополярным питанием +5 В.

Согласно документации на THS4521 сопротивление резистора обратной связи R_F рекомендуется выбирать равным 1 кОм. Чтобы обеспечить входное сопротивление схемы, равное 75 Ом, и коэффициент усиления $G = 2$ (6 дБ), сопротивление R_{G1} можно взять равным 487 Ом, а $R_T = 82.5$ Ом, согласно [2]. Имея эти значения, можно вычислить сопротивления остальных резисторов.

Решая уравнение (1):

$$R_{TH} = R_{G1} + \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T} = 487 \text{ Ом} + \frac{75 \text{ Ом} \times 82.5 \text{ Ом}}{75 \text{ Ом} + 82.5 \text{ Ом}} = 526 \text{ Ом}.$$

Решая уравнение (2):

$$V_{IN_CM} = \frac{V_{IN(\min)} + V_{IN(\max)}}{2} = \frac{0.35 \text{ В} + 1.35 \text{ В}}{2} = 0.85 \text{ В}.$$

Решая уравнение (5):

$$R_{G2a} = R_{TH} \times \frac{V_{S+}}{V_{TH}} = 526 \text{ Ом} \times \frac{5 \text{ В}}{0.85 \text{ В}} = 3096 \text{ Ом}.$$

Решая уравнение (6):

$$R_{G2b} = \frac{R_{G2a} \times R_{TH}}{R_{G2a} - R_{TH}} = \frac{3096 \text{ Ом} \times 526 \text{ Ом}}{3096 \text{ Ом} - 526 \text{ Ом}} = 634 \text{ Ом}.$$

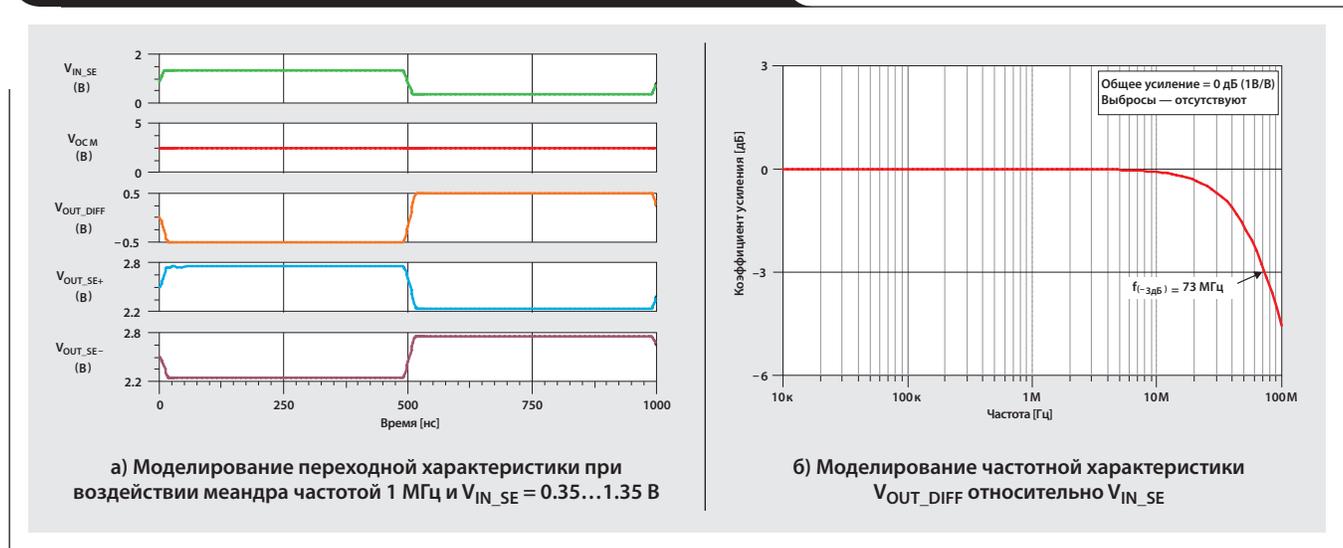
Для моделирования возьмём ближайшие стандартные значения 1-процентных сопротивлений: 3.09 кОм и 634 Ом.

Моделирование в программе TINA-TI™

Предварительное моделирование схемы — прекрасная возможность безболезненно выявить возможные ошибки и проверить корректность всех сделанных допущений. На Рис. 5 и Рис. 6 приведены результаты анализа переходных и частотных характеристик, выполненных в программе TINA-TI™. Моделирование показало отсутствие нежелательных смещений на переходной характеристике схемы и сдвиг уровня выходного сигнала на величину $V_{OCM} = 2.5$ В, а также подтвердила, что коэффициент усиления схемы равен 1 (0 дБ).

Чтобы увидеть результаты моделирования данной схемы, скачайте zip-архив с файлом проекта для TINA-TI™ по адресу <http://www.ti.com/lit/zip/slyt427>. Если программа TINA-TI уже установлена на вашем компьютере, просто откройте файл THS4521_SE_to_DIFF_for_Cat5_video_drive.TSC, находящийся в архиве. Чтобы загрузить и установить бесплатную программу TINA-TI, перейдите на страницу программы www.ti.com/tina-ti и нажмите кнопку Download.

Рис. 6. Результаты моделирования схемы №2 в программе TINA-TI™



Заключение

Полностью дифференциальный усилитель THS4521 производства TI является превосходным выбором для решения задачи преобразования несимметричных видеосигналов стандартной (SD) или повышенной (ED) чёткости в дифференциальные в системах с однополярным питанием. В Табл. 1 представлены наиболее критичные требования, которым должны удовлетворять видеобуферы для передачи сигналов стандартной и повышенной чёткости стандартов NTSC/PAL, а также значения соответствующих параметров из спецификаций THS4521. Очевидно, что THS4521 полностью удовлетворяет всем требованиям.

Минимальное напряжение питания ПДУ THS4521 составляет +2.5 В. Что, вкуче с его низким током покоя и наличием режима Power-Down, делает его идеальным кандидатом для применения в удалённых, портативных устройствах, а также в устройствах с батарейным питанием.

Таблица 1. Требования к видеобуферам NTSC/PAL SD/ED видеосигналов и параметры THS4521

Спецификация	Полоса пропускания по уровню 0.1 дБ [МГц]	Скорость нарастания [В/мкс]
CVBS-видеосигнал NTSC/PAL	6	38
ED-видеосигнал NTSC/PAL	12	53
THS4521 ($V_S = 3.3$ В)	20	420

Литература

Дополнительную информацию по теме статьи вы можете получить из документов в формате Acrobat®Reader®, расположенных по адресу www.ti.com/lit/litnumber (вместо *litnumber* необходимо подставить **TILit. #** соответствующего документа).

- | Название документа | TI Lit. # |
|--|--------------------------|
| 1. James Karki, «Fully-differential amplifiers», Отчёт по применению. | sloa054d |
| 2. Jim Karki, «Input impedance matching with fully differential amplifiers», <i>Analog Applications Journal</i> (4Q 2008). | slyt310 |

Ссылки

amplifier.ti.com
www.ti.com/sc/device/THS4521
www.ti.com/sc/device/TMS320DM368

Пример для TINA-TI:
www.ti.com/lit/zip/slyt427

Адрес для загрузки программы TINA-TI:
www.ti.com/tina-ti

Указатель статей

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Сбор данных			
Aspects of data acquisition system design.....	August 1999.....	1	SLYT191
Low-power data acquisition sub-system using the TI TLV1572	August 1999.....	4	SLYT192
Evaluating operational amplifiers as input amplifiers for A-to-D converters	August 1999.....	7	SLYT193
Precision voltage references.....	November 1999.....	1	SLYT183
Techniques for sampling high-speed graphics with lower-speed A/D converters	November 1999.....	5	SLYT184
A methodology of interfacing serial A-to-D converters to DSPs	February 2000	1	SLYT175
The operation of the SAR-ADC based on charge redistribution.....	February 2000	10	SLYT176
The design and performance of a precision voltage reference circuit for 14-bit and 16-bit A-to-D and D-to-A converters	May 2000.....	1	SLYT168
Introduction to phase-locked loop system modeling.....	May 2000.....	5	SLYT169
New DSP development environment includes data converter plug-ins	August 2000.....	1	SLYT158
Higher data throughput for DSP analog-to-digital converters	August 2000.....	5	SLYT159
Efficiently interfacing serial data converters to high-speed DSPs	August 2000.....	10	SLYT160
Smallest DSP-compatible ADC provides simplest DSP interface	November 2000.....	1	SLYT148
Hardware auto-identification and software auto-configuration for the TLV320AIC10 DSP Codec — a “plug-and-play” algorithm	November 2000.....	8	SLYT149
Using quad and octal ADCs in SPI mode	November 2000.....	15	SLYT150
Building a simple data acquisition system using the TMS320C31 DSP	February 2001	1	SLYT136
Using SPI synchronous communication with data converters — interfacing the MSP430F149 and TLV5616	February 2001	7	SLYT137
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 1: Hardware	February 2001	11	SLYT138
A/D and D/A conversion of PC graphics and component video signals, Part 2: Software and control	July 2001	5	SLYT129
Intelligent sensor system maximizes battery life: Interfacing the MSP430F123Flash MCU, ADS7822, and TPS60311	1Q, 2002	5	SLYT123
SHDSL AFE1230 application	2Q, 2002	5	SLYT114
Synchronizing non-FIFO variations of the THS1206.....	2Q, 2002	12	SLYT115
Adjusting the A/D voltage reference to provide gain	3Q, 2002	5	SLYT109
MSC1210 debugging strategies for high-precision smart sensors	3Q, 2002	7	SLYT110
Using direct data transfer to maximize data acquisition throughput.....	3Q, 2002	14	SLYT111
Interfacing op amps and analog-to-digital converters.....	4Q, 2002	5	SLYT104
ADS82x ADC with non-uniform sampling clock	4Q, 2003	5	SLYT089
Calculating noise figure and third-order intercept in ADCs.....	4Q, 2003	11	SLYT090
Evaluation criteria for ADSL analog front end	4Q, 2003	16	SLYT091
Two-channel, 500-kSPS operation of the ADS8361	1Q, 2004	5	SLYT082
ADS809 analog-to-digital converter with large input pulse signal.....	1Q, 2004	8	SLYT083
Streamlining the mixed-signal path with the signal-chain-on-chip MSP430F169.....	3Q, 2004	5	SLYT078
Supply voltage measurement and ADC PSRR improvement in MSC12xx devices	1Q, 2005	5	SLYT073
14-bit, 125-MSPS ADS5500 evaluation	1Q, 2005	13	SLYT074
Clocking high-speed data converters	1Q, 2005	20	SLYT075
Implementation of 12-bit delta-sigma DAC with MSC12xx controller	1Q, 2005	27	SLYT076
Using resistive touch screens for human/machine interface	3Q, 2005	5	SLYT209A
Simple DSP interface for ADS784x/834x ADCs	3Q, 2005	10	SLYT210
Operating multiple oversampling data converters	4Q, 2005	5	SLYT222
Low-power, high-intercept interface to the ADS5424 14-bit, 105-MSPS converter for undersampling applications.....	4Q, 2005	10	SLYT223
Understanding and comparing datasheets for high-speed ADCs.....	1Q, 2006	5	SLYT231
Matching the noise performance of the operational amplifier to the ADC	2Q, 2006	5	SLYT237
Using the ADS8361 with the MSP430 USI port.....	3Q, 2006	5	SLYT244
Clamp function of high-speed ADC THS1041	4Q, 2006	5	SLYT253
Conversion latency in delta-sigma converters	2Q, 2007	5	SLYT264
Calibration in touch-screen systems.....	3Q, 2007	5	SLYT277
Using a touch-screen controller's auxiliary inputs	4Q, 2007	5	SLYT283
Understanding the pen-interrupt (PENIRQ) operation of touch-screen controllers.....	2Q, 2008	5	SLYT292

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Сбор данных (продолжение)			
A DAC for all precision occasions.....	3Q, 2008	5	SLYT300
Stop-band limitations of the Sallen-Key low-pass filter.....	4Q, 2008	5	SLYT306
How the voltage reference affects ADC performance, Part 1.....	2Q, 2009	5	SLYT331
Impact of sampling-clock spurs on ADC performance.....	3Q, 2009	5	SLYT338
How the voltage reference affects ADC performance, Part 2.....	3Q, 2009	13	SLYT339
How the voltage reference affects ADC performance, Part 3.....	4Q, 2009	5	SLYT355
How digital filters affect analog audio-signal levels.....	2Q, 2010	5	SLYT375
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 1.....	3Q, 2010	5	SLYT379
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 2.....	4Q, 2010	5	SLYT389
The IBIS model: A conduit into signal-integrity analysis, Part 1.....	4Q, 2010	11	SLYT390
The IBIS model, Part 2: Determining the total quality of an IBIS model.....	1Q, 2011	5	SLYT400
The IBIS model, Part 3: Using IBIS models to investigate signal-integrity issues.....	2Q, 2011	5	SLYT413
Clock jitter analyzed in the time domain, Part 3.....	3Q, 2011	5	SLYT422
How delta-sigma ADCs work, Part 1.....	3Q, 2011	13	SLYT423
Управление электропитанием			
Stability analysis of low-dropout linear regulators with a PMOS pass element.....	August 1999	10	SLYT194
Extended output voltage adjustment (0 V to 3.5 V) using the TI TPS5210.....	August 1999	13	SLYT195
Migrating from the TI TL770x to the TI TLC770x.....	August 1999	14	SLYT196
TI TPS5602 for powering TI's DSP.....	November 1999	8	SLYT185
Synchronous buck regulator design using the TI TPS5211 high-frequency hysteretic controller.....	November 1999	10	SLYT186
Understanding the stable range of equivalent series resistance of an LDO regulator.....	November 1999	14	SLYT187
Power supply solutions for TI DSPs using synchronous buck converters.....	February 2000	12	SLYT177
Powering Celeron-type microprocessors using TI's TPS5210 and TPS5211 controllers.....	February 2000	20	SLYT178
Simple design of an ultra-low-ripple DC/DC boost converter with TPS60100 charge pump.....	May 2000	11	SLYT170
Low-cost, minimum-size solution for powering future-generation Celeron™-type processors with peak currents up to 26 A.....	May 2000	14	SLYT171
Advantages of using PMOS-type low-dropout linear regulators in battery applications.....	August 2000	16	SLYT161
Optimal output filter design for microprocessor or DSP power supply.....	August 2000	22	SLYT162
Understanding the load-transient response of LDOs.....	November 2000	19	SLYT151
Comparison of different power supplies for portable DSP solutions working from a single-cell battery.....	November 2000	24	SLYT152
Optimal design for an interleaved synchronous buck converter under high-slew-rate, load-current transient conditions.....	February 2001	15	SLYT139
–48-V/+48-V hot-swap applications.....	February 2001	20	SLYT140
Power supply solution for DDR bus termination.....	July 2001	9	SLYT130
Runtime power control for DSPs using the TPS62000 buck converter.....	July 2001	15	SLYT131
Power control design key to realizing InfiniBandSM benefits.....	1Q, 2002	10	SLYT124
Comparing magnetic and piezoelectric transformer approaches in CCFL applications.....	1Q, 2002	12	SLYT125
Why use a wall adapter for ac input power?.....	1Q, 2002	18	SLYT126
SWIFT™ Designer power supply design program.....	2Q, 2002	15	SLYT116
Optimizing the switching frequency of ADSL power supplies.....	2Q, 2002	23	SLYT117
Powering electronics from the USB port.....	2Q, 2002	28	SLYT118
Using the UCC3580-1 controller for highly efficient 3.3-V/100-W isolated supply design.....	4Q, 2002	8	SLYT105
Power conservation options with dynamic voltage scaling in portable DSP designs.....	4Q, 2002	12	SLYT106
Understanding piezoelectric transformers in CCFL backlight applications.....	4Q, 2002	18	SLYT107
Load-sharing techniques: Paralleling power modules with overcurrent protection.....	1Q, 2003	5	SLYT100
Using the TPS61042 white-light LED driver as a boost converter.....	1Q, 2003	7	SLYT101
Auto-Track™ voltage sequencing simplifies simultaneous power-up and power-down.....	3Q, 2003	5	SLYT095
Soft-start circuits for LDO linear regulators.....	3Q, 2003	10	SLYT096
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 1.....	3Q, 2003	13	SLYT097
UCC28517 100-W PFC power converter with 12-V, 8-W bias supply, Part 2.....	4Q, 2003	21	SLYT092
LED-driver considerations.....	1Q, 2004	14	SLYT084
Tips for successful power-up of today's high-performance FPGAs.....	3Q, 2004	11	SLYT079
A better bootstrap/bias supply circuit.....	1Q, 2005	33	SLYT077
Understanding noise in linear regulators.....	2Q, 2005	5	SLYT201

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Управление электропитанием (продолжение)			
Understanding power supply ripple rejection in linear regulators	.2Q, 2005	8	SLYT202
Miniature solutions for voltage isolation	.3Q, 2005	13	SLYT211
New power modules improve surface-mount manufacturability	.3Q, 2005	18	SLYT212
Li-ion switching charger integrates power FETs	.4Q, 2005	19	SLYT224
TLC5940 dot correction compensates for variations in LED brightness	.4Q, 2005	21	SLYT225
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 1	.1Q, 2006	9	SLYT232
TPS79918 RF LDO supports migration to StrataFlash® Embedded Memory (P30)	.1Q, 2006	14	SLYT233
Practical considerations when designing a power supply with the TPS6211x	.1Q, 2006	17	SLYT234
TLC5940 PWM dimming provides superior color quality in LED video displays	.2Q, 2006	10	SLYT238
Wide-input dc/dc modules offer maximum design flexibility	.2Q, 2006	13	SLYT239
Powering today's multi-rail FPGAs and DSPs, Part 2	.2Q, 2006	18	SLYT240
TPS61059 powers white-light LED as photoflash or movie light	.3Q, 2006	8	SLYT245
TPS65552A powers portable photoflash	.3Q, 2006	10	SLYT246
Single-chip bq2403x power-path manager charges battery while powering system	.3Q, 2006	12	SLYT247
Complete battery-pack design for one- or two-cell portable applications	.3Q, 2006	14	SLYT248
A 3-A, 1.2-VOUT linear regulator with 80% efficiency and PLOST < 1 W	.4Q, 2006	10	SLYT254
bq25012 single-chip, Li-ion charger and dc/dc converter for Bluetooth® headsets	.4Q, 2006	13	SLYT255
Fully integrated TPS6300x buck-boost converter extends Li-ion battery life	.4Q, 2006	15	SLYT256
Selecting the correct IC for power-supply applications	.1Q, 2007	5	SLYT259
LDO white-LED driver TPS7510x provides incredibly small solution size	.1Q, 2007	9	SLYT260
Power management for processor core voltage requirements	.1Q, 2007	11	SLYT261
Enhanced-safety, linear Li-ion battery charger with thermal regulation and input overvoltage protection	.2Q, 2007	8	SLYT269
Current balancing in four-pair, high-power PoE applications	.2Q, 2007	11	SLYT270
Power-management solutions for telecom systems improve performance, cost, and size	.3Q, 2007	10	SLYT278
TPS6108x: A boost converter with extreme versatility	.3Q, 2007	14	SLYT279
Get low-noise, low-ripple, high-PSRR power with the TPS717xx	.3Q, 2007	17	SLYT280
Simultaneous power-down sequencing with the TPS74x01 family of linear regulators	.3Q, 2007	20	SLYT281
Driving a WLED does not always require 4 V	.4Q, 2007	9	SLYT284
Host-side gas-gauge-system design considerations for single-cell handheld applications	.4Q, 2007	12	SLYT285
Using a buck converter in an inverting buck-boost topology	.4Q, 2007	16	SLYT286
Understanding output voltage limitations of DC/DC buck converters	.2Q, 2008	11	SLYT293
Battery-charger front-end IC improves charging-system safety	.2Q, 2008	14	SLYT294
New current-mode PWM controllers support boost, flyback, SEPIC, and LED-driver applications	.3Q, 2008	9	SLYT302
Getting the most battery life from portable systems	.4Q, 2008	8	SLYT307
Compensating and measuring the control loop of a high-power LED driver	.4Q, 2008	14	SLYT308
Designing DC/DC converters based on SEPIC topology	.4Q, 2008	18	SLYT309
Paralleling power modules for high-current applications	.1Q, 2009	5	SLYT320
Improving battery safety, charging, and fuel gauging in portable media applications	.1Q, 2009	9	SLYT321
Cell balancing buys extra run time and battery life	.1Q, 2009	14	SLYT322
Using a portable-power boost converter in an isolated flyback application	.1Q, 2009	19	SLYT323
Taming linear-regulator inrush currents	.2Q, 2009	9	SLYT332
Designing a linear Li-Ion battery charger with power-path control	.2Q, 2009	12	SLYT333
Selecting the right charge-management solution	.2Q, 2009	18	SLYT334
Reducing radiated EMI in WLED drivers	.3Q, 2009	17	SLYT340
Using power solutions to extend battery life in MSP430 applications	.4Q, 2009	10	SLYT356
Designing a multichemistry battery charger	.4Q, 2009	13	SLYT357
Efficiency of synchronous versus nonsynchronous buck converters	.4Q, 2009	15	SLYT358
Fuel-gauging considerations in battery backup storage systems	.1Q, 2010	5	SLYT364
Li-ion battery-charger solutions for JEITA compliance	.1Q, 2010	8	SLYT365
Power-supply design for high-speed ADCs	.1Q, 2010	12	SLYT366
Discrete design of a low-cost isolated 3.3- to 5-V DC/DC converter	.2Q, 2010	12	SLYT371
Designing DC/DC converters based on ZETA topology	.2Q, 2010	16	SLYT372
Coupled inductors broaden DC/DC converter usage	.3Q, 2010	10	SLYT380
Computing power going "Platinum"	.3Q, 2010	13	SLYT382

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Управление электропитанием (продолжение)			
A low-cost, non-isolated AC/DC buck converter with no transformer	4Q, 2010	16	SLYT391
Save power with a soft Zener clamp	4Q, 2010	19	SLYT392
An introduction to the Wireless Power Consortium standard and TI's compliant solutions.	1Q, 2011	10	SLYT401
Fine-tuning TI's Impedance Track™ battery fuel gauge with LiFePO4 cells in shallow-discharge applications	1Q, 2011	13	SLYT402
Implementation of microprocessor-controlled, wide-input-voltage, SMBus smart battery charger	2Q, 2011	11	SLYT410
Benefits of a coupled-inductor SEPIC converter	2Q, 2011	14	SLYT411
IQ: What it is, what it isn't, and how to use it	2Q, 2011	18	SLYT412
Backlighting the tablet PC	2Q, 2011	23	SLYT414
Challenges of designing high-frequency, high-input-voltage DC/DC converters	2Q, 2011	28	SLYT415
A boost-topology battery charger powered from a solar panel	3Q, 2011	17	SLYT424
Интерфейсы (передача данных)			
TIA/EIA-568A Category 5 cables in low-voltage differential signaling (LVDS)	August 1999	16	SLYT197
Keep an eye on the LVDS input levels	November 1999	17	SLYT188
Skew definition and jitter analysis	February 2000	29	SLYT179
LVDS receivers solve problems in non-LVDS applications	February 2000	33	SLYT180
LVDS: The ribbon cable connection	May 2000	19	SLYT172
Performance of LVDS with different cables	August 2000	30	SLYT163
A statistical survey of common-mode noise	November 2000	30	SLYT153
The Active Fail-Safe feature of the SN65LVDS32A	November 2000	35	SLYT154
The SN65LVDS33/34 as an ECL-to-LVTTL converter	July 2001	19	SLYT132
Power consumption of LVPECL and LVDS	1Q, 2002	23	SLYT127
Estimating available application power for Power-over-Ethernet applications	1Q, 2004	18	SLYT085
The RS-485 unit load and maximum number of bus connections	1Q, 2004	21	SLYT086
Failsafe in RS-485 data buses	3Q, 2004	16	SLYT080
Maximizing signal integrity with M-LVDS backplanes	2Q, 2005	11	SLYT203
Device spacing on RS-485 buses	2Q, 2006	25	SLYT241
Improved CAN network security with TI's SN65HVD1050 transceiver	3Q, 2006	17	SLYT249
Detection of RS-485 signal loss	4Q, 2006	18	SLYT257
Enabling high-speed USB OTG functionality on TI DSPs	2Q, 2007	18	SLYT271
When good grounds turn bad— isolate!	3Q, 2008	11	SLYT298
Cascading of input serializers boosts channel density for digital inputs	3Q, 2008	16	SLYT301
RS-485: Passive failsafe for an idle bus	1Q, 2009	22	SLYT324
Message priority inversion on a CAN bus	1Q, 2009	25	SLYT325
Designing with digital isolators	2Q, 2009	21	SLYT335
Magnetic-field immunity of digital capacitive isolators	3Q, 2010	19	SLYT381
Interfacing high-voltage applications to low-power controllers	4Q, 2010	20	SLYT393
Designing an isolated I2C Bus® interface by using digital isolators	1Q, 2011	17	SLYT403
Isolated RS-485 transceivers support DMX512 stage lighting and special-effects applications	3Q, 2011	21	SLYT425
Industrial data-acquisition interfaces with digital isolators	3Q, 2011	24	SLYT426
Усилители: Усилители звуковой частоты			
Reducing the output filter of a Class-D amplifier	August 1999	19	SLYT198
Power supply decoupling and audio signal filtering for the Class-D audio power amplifier	August 1999	24	SLYT199
PCB layout for the TPA005D1x and TPA032D0x Class-D APAs	February 2000	39	SLYT182
An audio circuit collection, Part 1	November 2000	39	SLYT155
1.6- to 3.6-volt BTL speaker driver reference design	February 2001	23	SLYT141
Notebook computer upgrade path for audio power amplifiers	February 2001	27	SLYT142
An audio circuit collection, Part 2	February 2001	41	SLYT145
An audio circuit collection, Part 3	July 2001	34	SLYT134
Audio power amplifier measurements	July 2001	40	SLYT135
Audio power amplifier measurements, Part 2	1Q, 2002	26	SLYT128
Precautions for connecting APA outputs to other devices	2Q, 2010	22	SLYT373

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
Усилители: Операционные усилители			
Single-supply op amp design.....	November 1999.....	20	SLYT189
Reducing crosstalk of an op amp on a PCB	November 1999.....	23	SLYT190
Matching operational amplifier bandwidth with applications.....	February 2000	36	SLYT181
Sensor to ADC — analog interface design.....	May 2000.....	22	SLYT173
Using a decompensated op amp for improved performance.....	May 2000.....	26	SLYT174
Design of op amp sine wave oscillators	August 2000.....	33	SLYT164
Fully differential amplifiers	August 2000.....	38	SLYT165
The PCB is a component of op amp design	August 2000.....	42	SLYT166
Reducing PCB design costs: From schematic capture to PCB layout	August 2000.....	48	SLYT167
Thermistor temperature transducer-to-ADC application	November 2000.....	44	SLYT156
Analysis of fully differential amplifiers	November 2000.....	48	SLYT157
Fully differential amplifiers applications: Line termination, driving high-speed ADCs, and differential transmission lines	February 2001	32	SLYT143
Pressure transducer-to-ADC application	February 2001	38	SLYT144
Frequency response errors in voltage feedback op amps	February 2001	48	SLYT146
Designing for low distortion with high-speed op amps.....	July 2001	25	SLYT133
Fully differential amplifier design in high-speed data acquisition systems	2Q, 2002	35	SLYT119
Worst-case design of op amp circuits	2Q, 2002	42	SLYT120
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 1	2Q, 2002	46	SLYT121
Using high-speed op amps for high-performance RF design, Part 2	3Q, 2002	21	SLYT112
FilterPro™ low-pass design tool	3Q, 2002	24	SLYT113
Active output impedance for ADSL line drivers	4Q, 2002	24	SLYT108
RF and IF amplifiers with op amps	1Q, 2003	9	SLYT102
Analyzing feedback loops containing secondary amplifiers.....	1Q, 2003	14	SLYT103
Video switcher using high-speed op amps	3Q, 2003	20	SLYT098
Expanding the usability of current-feedback amplifiers.....	3Q, 2003	23	SLYT099
Calculating noise figure in op amps.....	4Q, 2003	31	SLYT094
Op amp stability and input capacitance	1Q, 2004	24	SLYT087
Integrated logarithmic amplifiers for industrial applications	1Q, 2004	28	SLYT088
Active filters using current-feedback amplifiers	3Q, 2004	21	SLYT081
Auto-zero amplifiers ease the design of high-precision circuits	2Q, 2005	19	SLYT204
So many amplifiers to choose from: Matching amplifiers to applications	3Q, 2005	24	SLYT213
Getting the most out of your instrumentation amplifier design	4Q, 2005	25	SLYT226
High-speed notch filters	1Q, 2006	19	SLYT235
Low-cost current-shunt monitor IC revives moving-coil meter design	2Q, 2006	27	SLYT242
Accurately measuring ADC driving-circuit settling time	1Q, 2007	14	SLYT262
New zero-drift amplifier has an IQ of 17 μ A.....	2Q, 2007	22	SLYT272
A new filter topology for analog high-pass filters	3Q, 2008	18	SLYT299
Input impedance matching with fully differential amplifiers	4Q, 2008	24	SLYT310
A dual-polarity, bidirectional current-shunt monitor	4Q, 2008	29	SLYT311
Output impedance matching with fully differential operational amplifiers.....	1Q, 2009	29	SLYT326
Using fully differential op amps as attenuators, Part 1: Differential bipolar input signals	2Q, 2009	33	SLYT336
Using fully differential op amps as attenuators, Part 2: Single-ended bipolar input signals	3Q, 2009	21	SLYT341
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 1: Current-sinking DACs	3Q, 2009	24	SLYT342
Using the infinite-gain, MFB filter topology in fully differential active filters.....	3Q, 2009	33	SLYT343
Using fully differential op amps as attenuators, Part 3: Single-ended unipolar input signals.....	4Q, 2009	19	SLYT359
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 2: Current-sourcing DACs	4Q, 2009	23	SLYT360
Operational amplifier gain stability, Part 1: General system analysis	1Q, 2010	20	SLYT367
Signal conditioning for piezoelectric sensors	1Q, 2010	24	SLYT369
Interfacing op amps to high-speed DACs, Part 3: Current-sourcing DACs simplified.....	1Q, 2010	32	SLYT368
Operational amplifier gain stability, Part 2: DC gain-error analysis.....	2Q, 2010	24	SLYT374
Operational amplifier gain stability, Part 3: AC gain-error analysis	3Q, 2010	23	SLYT383
Using single-supply fully differential amplifiers with negative input voltages to drive ADCs.....	4Q, 2010	26	SLYT394
Converting single-ended video to differential video in single-supply systems.....	3Q, 2011	29	SLYT427

Название	Выпуск	Стр	Lit. No.
ВЧ компоненты малой мощности			
Using the CC2430 and TIMAC for low-power wireless sensor applications: A power-consumption study2Q, 2008	17	SLYT295
Selecting antennas for low-power wireless applications2Q, 2008	20	SLYT296
Общие вопросы			
Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensorsFebruary 2001	52	SLYT147
Analog design tools2Q, 2002	50	SLYT122
Spreadsheet modeling tool helps analyze power- and ground-plane voltage drops to keep core voltages within tolerance2Q, 2007	29	SLYT273

Инструментальные средства Analog eLab™ для разработки и оценки результатов



Центр разработки компании TI Analog eLab™ предлагает поддержку и обучение новичкам и опытным разработчикам аналоговых приборов по различным аспектам, касающихся разработок. Analog eLab™ обеспечивает инженерам-разработчикам возможность обучаться посредством тренингов и интернет-конференций, подбирать приборы с помощью параметрического анализа, выполнять разработки с использованием наших серий «Pro», моделировать работу изделий с помощью различных моделирующих ресурсов и получать образцы продукции компании TI в течение 24 часов.

www.ti.com/analogelab



- Обучение в онлайн-режиме
- Видеоконференции Analog eLab™
- Поиск документации и база данных
- Указания по применению и техническая документация



- Быстрый поиск схем тактирования и синхронизации
- Быстрый поиск интерфейсов
- Системы управления питанием
 - › Быстрый поиск элементов для управления питанием
 - › Как T2-модули могут уменьшить ёмкости выходных конденсаторов
 - › Быстрый поиск по зарядным устройствам для аккумуляторов
- Преобразователи данных
 - › АЦП
 - › ЦАП
- Быстрый поиск ВЧ/ПЧ элементов
- Быстрый поиск аналоговых ключей
- Выбор преобразователей уровня
- Руководства по выбору элементов
- Готовые решения
- Параметрический поиск
- Поиск аналогов



- Серии TI Pro
 - › Программное обеспечение разработок SwitcherPro™
- Информация по SwitcherPro™
- Загрузить сейчас
- Использовать сейчас онлайн
- Научиться, как выполнять разработки с помощью SwitcherPro™
- Оценочное программное обеспечение ADCPro™
- Программное обеспечение ClockPro™
- Программное обеспечение для разработок MDACBufferPro™
- Обновлённое программное обеспечение для разработок FilterPro™ v3.0
- Эскизное проектирование
- Гаджеты и виджеты от TI
- Калькуляторы и другие утилиты
- Новый калькулятор для тепловых расчетов печатных плат
- Качество, надёжность и бессвинцовое исполнение
- Содержание и график поставок RoHS
- Информация о корпусах



- Мощная и лёгкая в использовании программа моделирования TINA-TI™
- Полная библиотека моделей SPICE
- Библиотеки моделей IBIS и BSDL



- Доступность и цены
- Запрос образцов
- Электронный склад TI eStore
 - › Оценочные модули
- Офисы продаж и поддержки TI во всём мире
- Дистрибьюторы
- Торговые представители

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

TI warrants performance of its hardware products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are used to the extent TI deems necessary to support this warranty. Except where mandated by government requirements, testing of all parameters of each product is not necessarily performed.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of TI information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation. Information of third parties may be subject to additional restrictions.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

TI products are not authorized for use in safety-critical applications (such as life support) where a failure of the TI product would reasonably be expected to cause severe personal injury or death, unless officers of the parties have executed an agreement specifically governing such use. Buyers represent that they have all necessary expertise in the safety and regulatory ramifications of their applications, and acknowledge and agree that they are solely responsible for all legal, regulatory and safety-related requirements concerning their products and any use of TI products in such safety-critical applications, notwithstanding any applications-related information or support that may be provided by TI. Further, Buyers must fully indemnify TI and its representatives against any damages arising out of the use of TI products in such safety-critical applications.

TI products are neither designed nor intended for use in military/aerospace applications or environments unless the TI products are specifically designated by TI as military-grade or "enhanced plastic." Only products designated by TI as military-grade meet military specifications. Buyers acknowledge and agree that any such use of TI products which TI has not designated as military-grade is solely at the Buyer's risk, and that they are solely responsible for compliance with all legal and regulatory requirements in connection with such use.

TI products are neither designed nor intended for use in automotive applications or environments unless the specific TI products are designated by TI as compliant with ISO/TS 16949 requirements. Buyers acknowledge and agree that, if they use any non-designated products in automotive applications, TI will not be responsible for any failure to meet such requirements.

Following are URLs where you can obtain information on other Texas Instruments products and application solutions:

Products

Audio	www.ti.com/audio
Amplifiers	amplifier.ti.com
Data Converters	dataconverter.ti.com
DLP® Products	www.dlp.com
DSP	dsp.ti.com
Clocks and Timers	www.ti.com/clocks
Interface	interface.ti.com
Logic	logic.ti.com
Power Mgmt	power.ti.com
Microcontrollers	microcontroller.ti.com
RFID	www.ti-rfid.com
OMAP Mobile Processors	www.ti.com/omap
Wireless Connectivity	www.ti.com/wirelessconnectivity

Applications

Automotive and Transportation	www.ti.com/automotive
Communications and Telecom	www.ti.com/communications
Computers and Peripherals	www.ti.com/computers
Consumer Electronics	www.ti.com/consumer-apps
Energy and Lighting	www.ti.com/energy
Industrial	www.ti.com/industrial
Medical	www.ti.com/medical
Security	www.ti.com/security
Space, Avionics and Defense	www.ti.com/space-avionics-defense
Video and Imaging	www.ti.com/video

TI E2E Community Home Page

e2e.ti.com

Mailing Address: Texas Instruments, Post Office Box 655303, Dallas, Texas 75265
Copyright © 2012, Texas Instruments Incorporated