

ЖУРНАЛ ПО ПРИМЕНЕНИЮ АНАЛОГОВЫХ КОМПОНЕНТОВ

Третий квартал, 2009 г.



ВАЖНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

Компания Texas Instruments Incorporated и ее дочерние компании (TI) оставляют за собой право осуществлять исправления, модификации, улучшения, усовершенствования и другие изменения в своей продукции и услугах в любое время и прекращать поставку продукции и услуг без уведомления. Заказчики должны получать самую последнюю соответствующую информацию до размещения заказов и проверять ее актуальность и полноту. Вся продукция реализуется в соответствии с постановлениями и условиями договора продажи TI, осуществляемой с момента подтверждения заказа.

Аппаратные изделия TI на момент продажи соответствуют спецификациям согласно стандартной гарантии TI. Тестирование и другие методы контроля качества продукции используются в той степени, в которой TI считает это целесообразным для обеспечения предоставляемой гарантии. Тестирование всех параметров каждого изделия, за исключением случаев, когда его необходимо выполнить по требованию правительственных организаций, не считается обязательным. Компания TI не несет каких-либо обязательств в отношении поддержки приложений или проектирования изделий заказчиками. Ответственность за изделия и приложения, в которых используются компоненты TI, возлагается на заказчиков. Заказчики должны соблюдать требования техники безопасности при разработке и эксплуатации приложений.

Компания TI не гарантирует, что какая-либо лицензия, в явном или неявном виде, означает передачу какого-либо патентного права, авторского права, права на промышленный образец или другого права на интеллектуальную собственность TI в производственных установках или технологиях, в которых используются продукты или услуги TI. Опубликованная TI информация касательно изделий или услуг сторонних фирм не является лицензией, гарантией или согласием TI на использование таких продуктов и услуг. Для использования такой информации может потребоваться лицензия от сторонней фирмы в соответствии с патентами или другой интеллектуальной собственностью сторонней фирмы либо лицензия от TI в соответствии с патентами или другой интеллектуальной собственностью от TI.

Воспроизведение информации из справочников или технических описаний TI разрешается только в том случае, если она воспроизводится без изменения и сопровождается всеми соответствующими гарантиями, условиями, ограничениями и примечаниями. Воспроизведение этой информации с изменениями считается неприемлемой и вводящей в заблуждение практикой деловых отношений. TI не отвечает и не несет ответственности за такую измененную информацию. Информация сторонних фирм

может подвергаться дополнительным ограничениям. Перепродажа продуктов или услуг TI со спецификациями, отличными от определенных TI параметров в отношении этих продуктов или услуг, отменяет все явно и неявно выраженные гарантии на соответствующие продукты или услуги и считается неприемлемой и вводящей в заблуждение практикой деловых отношений. TI не отвечает и не несет ответственности за любые такие спецификации.

Не разрешается использовать продукцию TI, кроме тех случаев, когда обе, заключившие договор стороны особо оговорили такое использование, в приложениях обеспечения безопасности, в которых сбой в работе изделия TI с большой вероятностью может привести к тяжелой травме или смерти человека. Покупатели обязуются, что имеют все необходимые знания о последствиях несоблюдения техники безопасности при эксплуатации их приложений и о соответствующих регулирующих законоположениях, признают тот факт и соглашаются с тем, что полностью отвечают за соблюдение всех законных, регулирующих требований и требований по технике безопасности в отношении своих изделий и любого использования продуктов TI в приложениях обеспечения безопасности, невзирая на любую информацию относительно их приложений или поддержку со стороны TI. Покупатели обязуются полностью обезопасить TI и ее представителей от любого ущерба, возникающего вследствие использования продукции TI в таких приложениях обеспечения безопасности.

Продукция TI не предназначена для использования в военных/аэрокосмических приложениях или в соответствующем оборудовании, если она специально не разработана TI для военных применений или как «система с расширенными возможностями». Требованиям таких приложений отвечает только продукция, предназначенная для военных применений. Покупатели признают тот факт и соглашаются с тем, что полностью берут на себя риск за любое использование продукции TI в военных применениях, не предназначенной для этих целей, и полностью отвечают за соблюдение всех правовых и регулирующих требований в случае такого использования. Продукция TI не предназначена для использования в приложениях автомобильной электроники или в соответствующем оборудовании, если она не отвечает требованиям ISO/TS 16949. Покупатели признают тот факт и соглашаются с тем, что если они используют в приложениях автомобильной электроники продукцию, не предназначенную для этих целей, TI не отвечает за какое-либо несоблюдение требований этих приложений. Информацию о других продуктах TI и приложениях:

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

RF/IF and ZigBee® www.ti.com/lprf

Solutions

Applications

Audio

www.ti.com/audio

Automotive

www.ti.com/automotive

Broadband

www.ti.com/broadband

Digital Control

www.ti.com/digitalcontrol

Medical

www.ti.com/medical

Military

www.ti.com/military

Optical Networking

www.ti.com/opticalnetwork

Security

www.ti.com/security

Telephony

www.ti.com/telephony

Video & Imaging

www.ti.com/video

Wireless

www.ti.com/wireless

Почтовый адрес: Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Содержание

Введение 2

СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ

Влияние помех в тактовой последовательности импульсов выборки на качество преобразования АЦП 5

Качество преобразования высокоскоростного АЦП ухудшается, если характеристики последовательности тактовых импульсов недостаточно контролируются. Статья начинается с обсуждения теории дискретизации, затем описываются эксперименты и результаты измерений. Приводится среднеквадратичная оценка ухудшений, вызванных наличием помех в последовательности тактовых импульсов. Завершает статью пример, показывающий на практике эффект действия помех.

Влияние источника опорного напряжения на характеристики АЦП. Часть 2 18

Во второй части статьи, состоящей из трех частей, анализируются вопросы проектирования и характеристики источников опорного напряжения для АЦП последовательного приближения. Внимание уделено двум топологиям источников опорного напряжения. Рассмотрены способы фильтрации, позволяющие уменьшить шум опорного напряжения и улучшить качество преобразования сигнала.

УПРАВЛЕНИЕ ПИТАНИЕМ

Уменьшение электромагнитных помех в драйверах белых светодиодов 18

Размеры портативных дисплеев с подсветкой на основе белых светодиодов постоянно увеличиваются, что приводит к возрастанию мощности драйверов светодиодов. Драйверы часто строятся на основе индуктивных импульсных преобразователей, излучающих электромагнитные помехи, величина которых прямо пропорциональна мощности драйвера. В статье описываются несколько факторов – от выбора драйвера и компонентов до проектирования топологии печатной платы, которые помогут уменьшить величину электромагнитных помех.

УСИЛИТЕЛИ: ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Использование полностью дифференциального операционного усилителя в качестве аттенюатора. 18

Часть 2: асимметричный биполярный входной сигнал

Во второй части статьи, состоящей из трех частей, показывается, как адаптировать представленную в первой части схему к асимметричному биполярному входному сигналу с большой амплитудой. В статье описываются два подхода к использованию полностью дифференциального усилителя ослабления и сдвига уровня входного сигнала для сопряжения его с низковольтной входной шкалой АЦП. С помощью табличных расчетов и использования TINA-TI™ SPICE-симулятора показаны методы проектирования.

Интерфейс операционного усилителя с высокоскоростным ЦАП.

Часть 1: ЦАП с источниками втекающего тока

18

В первой части статьи, состоящей из трех частей, рассматривается интерфейс между ЦАП с источниками втекающего тока и операционным усилителем. Приведен обзор ЦАП с комплементарными источниками тока. Показано, как на одном каскаде операционного усилителя преобразовать комплементарный токочный сигнал с выхода ЦАП с источниками втекающего тока к асимметричному выходному сигналу напряжения. С помощью табличных расчетов и использования TINA-TI™ SPICE-симулятора показаны методы проектирования.

Применение топологии с многопетлевой обратной связью в полностью дифференциальных активных фильтрах с бесконечным коэффициентом усиления

18

Топология построения фильтров по схеме Саллена-Кея с бесконечным усилением и многопетлевой обратной связью весьма популярна, т.к. для ее реализации требуется всего один операционный усилитель с каскадом второго порядка. Конфигурация полностью дифференциальных фильтров не всегда достаточно освещается в методиках и справочниках. В статье описывается, как использовать среду FilterPro™ для преобразования асимметричного фильтра в полностью дифференциальный. Также обсуждается топология фильтров с дифференциальным входом и асимметричным выходом, приводится ряд полезных практических рекомендаций.

ПЕРЕЧЕНЬ СТАТЕЙ

18

ТЕХНИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА КЛИЕНТОВ TI ПО ВСЕМУ МИРУ

18

*Предыдущие выпуски
этого журнала доступны по ссылке
www.ti.com/aaj*

Введение

Журнал по применению аналоговых компонентов – это сборник статей, призванный дать читателю представление об основах продукции, производимой TI и предоставить простые практические примеры ее использования. Статьи предназначены не только для инженеров-разработчиков, но и для инженеров-менеджеров, техников, системотехников, маркетологов и специалистов отделов продаж. В статьях делается упор на общее применение, для обоснования используется достаточный математический аппарат.

Материалы не содержат инструкций по конкретному применению, но дают примеры того, как компоненты могут быть использованы в различных приложениях. Читатели могут найти как учебную информацию, так и практические рекомендации разработчикам по применениям компонентов в следующих приложениях:

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

Также читатель сможет найти структурные схемы программ и подпрограмм. Наконец, журнал дает рекомендации и практические советы по подготовке проектов.

Влияние помех в тактовой последовательности импульсов выборки на качество преобразования АЦП

ТОМАС НОЙ (THOMAS NEU), инженер по применению, Texas Instruments

В статье обсуждается вопрос о том, как паразитные составляющие тактовых импульсов передаются в выходной спектр преобразователя данных. Исследуется изменение амплитуды помех в зависимости от входной частоты. Приводится среднеквадратичная оценка ухудшений, вызванных наличием помех в последовательности тактовых импульсов.

По мере того как высокоскоростные АЦП выйдут за 100 дБ границу динамического диапазона без паразитных составляющих (ДДПС) — в англоязычной транскрипции: the spurious-free dynamic range (SFDR) — возрастает потребность в высоком качестве тактовых импульсов.

В поисках компромисса между коэффициентом соотношения сигнал/шум (СШ) и частоты входного сигнала в приложениях с субдискретизацией разработчики в первую очередь стремятся обеспечить качество синхронизации. По мере появления более жестких требований к системе — поддержка GSM-сигнала с несколькими несущими и превышение границы динамического диапазона в 80 дБ в широкой полосе частот — разработчикам приходится исключать любое возможное ухудшение ДДПС, например, проникновение паразитного сигнала из-за искаженных тактовых импульсов.

Паразитные помехи в синхрои́мпульсах величиной 90 дБн (н — означает несущая частота) могут оказать значительное воздействие на SFDR-диапазон преобразователя данных. Эти низкоуровневые помехи очень трудно отследить, поскольку они имеют разнообразное происхождение. Так, например, к их числу относятся перекрестные помехи от соседней цифровой цепи, возникающие из-за ограничений монтажа или помехи, появляющиеся из-за недостаточной фильтрации сигнала от источника тактовых импульсов.

Пример неправильной фильтрации приведен на рисунке 1, где показан фазовый шум* двух LVDS-выходов микросхемы CDCE72010 компании TI. Один сигнал не был отфильтрован, а другой прошел через полосовой фильтр. Очевидно снижение уровня паразитных помех в отфильтрованном сигнале.

Сегодня все большее число разработчиков переходит к использованию архитектуры субдискретизации. При этом амплитуда паразитных составляющих в большой степени зависит от входной частоты, о чем мы поговорим позже.

ТЕОРИЯ ДИСКРЕТИЗАЦИИ

Описание помех, возникающих при дискретизации и от искажения импульсов выборки, лучше всего включить в соотношения для входного сигнала и сигнала выборки. На рисунке 2 входной сигнал обозначен как:

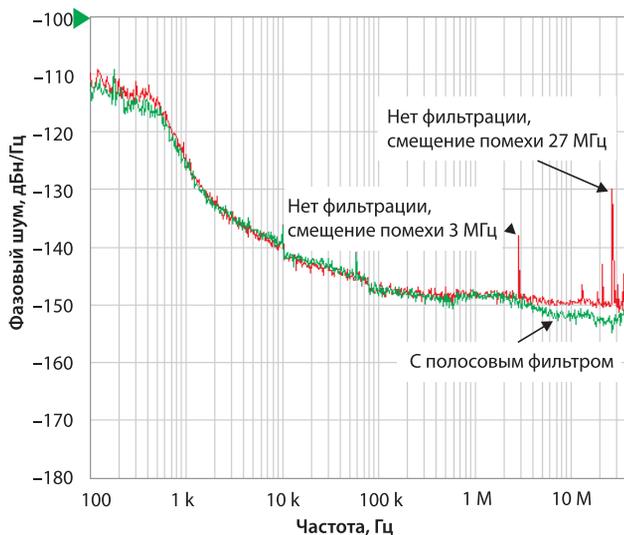


Рис. 1. Фазовый шум отфильтрованного и неотфильтрованного сигналов LVDS-выходов микросхемы CDCE72010

$$x(t) = A_{IN} \sin(\omega_{IN} t).$$

Последовательность тактовых импульсов вместе с помехами-всплесками:

$$y(t) = A \sin(\omega_{CLK} t) + B \sin(\omega_S t).$$

Качество тактовых импульсов легко оценить с помощью анализатора фазового шума, который покажет величину фазового шума в функции от смещения частоты в сторону от несущей. Подобные измерения очень удобны, когда джиттер тактовой частоты измеряется в зависимости от СШ приемника. Кривая фазового шума показывает всплески на тактовом сигнале, индицируя их амплитуду S_x и сдвиг от несущей частоты. Если измеренная амплитуда нормализована в дБн/Гц, для того чтобы получить истинное значение, следует учесть разрешающую способность по полосе пропускания (РСПП) анализатора:

$$\text{Амплитуда, дБн} = S_x \text{ (дБн/Гц)} + 10 \log(\text{РСПП}).$$

Из-за наличия помех момент выборки или пересечение тактовым импульсом нулевого уровня немного сдвигается на момент ΔT . Момент выборки можно найти, решив уравнение:

*Более полное описание понятия «фазовый шум» содержится в http://www2.rohde-schwarz.com/file_5613/1MA98_4E.pdf

$$y(t) = A \times \underbrace{\sin(\omega_{CLK} t)}_0 \times \underbrace{\cos(\omega_{CLK} \Delta T)}_1 +$$

$$A \times \underbrace{\cos(\omega_{CLK} t)}_1 \times \underbrace{\sin(\omega_{CLK} \Delta T)}_{\omega_{CLK} \Delta T} + B \times \underbrace{\sin(\omega_S t)}_1 \times \underbrace{\cos(\omega_S \Delta T)}_1 +$$

$$B \times \underbrace{\cos(\omega_S t)}_1 \times \underbrace{\sin(\omega_S \Delta T)}_{\omega_S \Delta T} = 0$$

Предполагая, что $B \ll A$ и $\Delta T \approx 0$, получаем: $\cos(\omega_{CLK} \Delta T) \approx 1$; $\sin(\omega_{CLK} \Delta T) \approx \omega_{CLK} \Delta T$; $\cos(\omega_S \Delta T) \approx 1$; $\sin(\omega_S \Delta T) \approx 1$.

В идеальном случае момент выборки происходит при $t = 0$, следовательно: $\sin(\omega_{CLK} t) = 0$; $\cos(\omega_{CLK} t) = 1$; $\cos(\omega_S t) = 1$.

Подставляя полученные в результате допущений значения в исходное уравнение, получаем:

$$y(t) = A \omega_{CLK} \Delta T + B \sin(\omega_S t) + B \omega_S \Delta T = 0.$$

Отсюда находим ΔT :

$$\Delta T = -\frac{B \times \sin(\omega_S t)}{A \times \omega_{CLK} + B \times \omega_S}.$$

Учитывая, что $B \ll A$ в результате получим:

$$\Delta T = -\frac{B \times \sin(\omega_S t)}{A \times \omega_{CLK}}.$$

Далее рассмотрим входной сигнал $x(t) = A_{IN} \sin(\omega_{IN} t)$, с учетом того, что выборка из-за неидеальности тактовой последовательности происходит в момент времени $t + \Delta T$

$$x(t) = A_{IN} \times \sin(\omega_{IN} T) =$$

$$= A_{IN} \times \sin[\omega_{IN} (t + \Delta T)] = A_{IN} \times \sin(\omega_{IN} t) \times$$

$$\times \underbrace{\cos(\omega_{IN} \Delta T)}_1 + A_{IN} \times \cos(\omega_{IN} t) \times \underbrace{\sin(\omega_{IN} \Delta T)}_{\omega_{IN} \Delta T}.$$

Учитывая, принятые допущения $\Delta T \approx 0$, получим:

$$x(t) = A_{IN} \times \sin(\omega_{IN} t) + A_{IN} \times \cos(\omega_{IN} t) \times \omega_{IN} \Delta T.$$

Величина $A_{IN} \cos(\omega_{IN} t) \times (\omega_{IN} \Delta T)$ является ошибкой преобразования, подставляя ранее вычисленное значение ΔT , получим:

$$x(t) = A_{IN} \times \omega_{IN} \times \frac{-B \times \sin(\omega_S t)}{A \times \omega_{CLK}} \cos(\omega_{IN} t) =$$

$$= A_{IN} \times \omega_{IN} \times \frac{B}{A \times \omega_{CLK}} \times \frac{1}{2} \times$$

$$\times \{ \sin[(-\omega_S + \omega_{IN}) \times t] + \sin[(-\omega_S - \omega_{IN}) \times t] \}.$$

Полученное выражение можно разделить на две составляющие $S1$ и $S2$ с одинаковой амплитудой:

$$(B/A)(\omega_{IN}/2\omega_{CLK}) = (B/A)(f_{IN}/2f_{CLK})$$

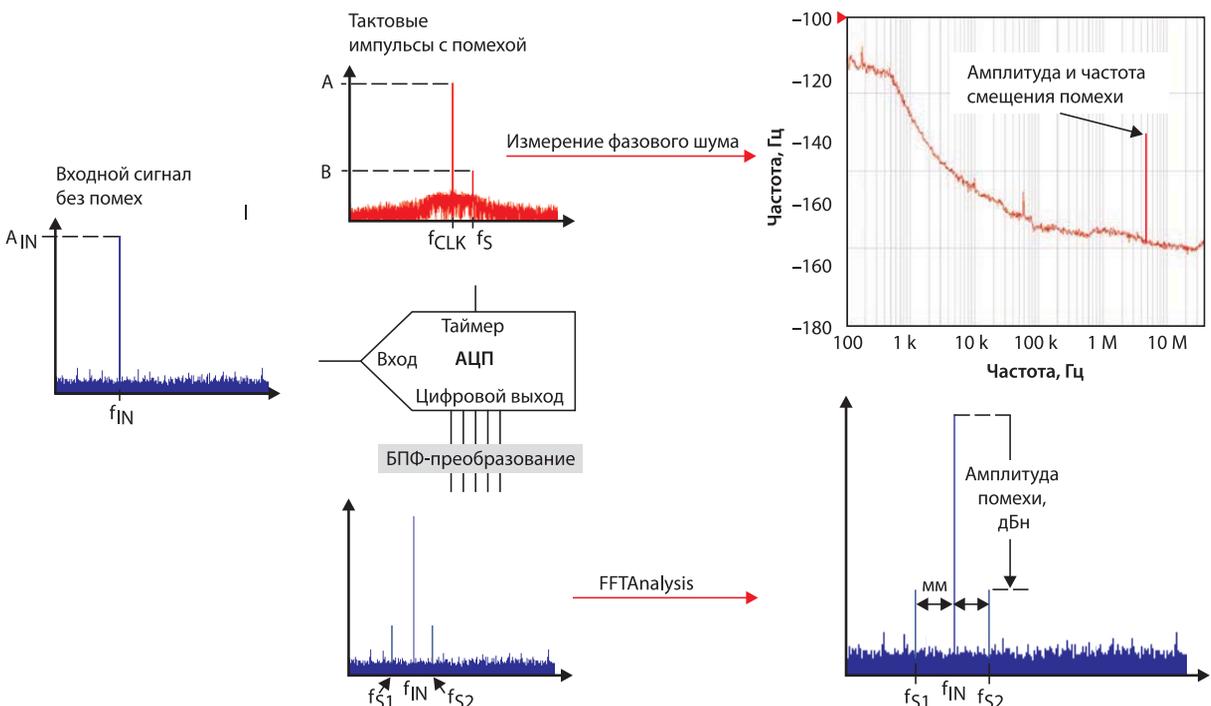


Рис. 2. Структурная схема с входным сигналом, тактовыми импульсами и помехами

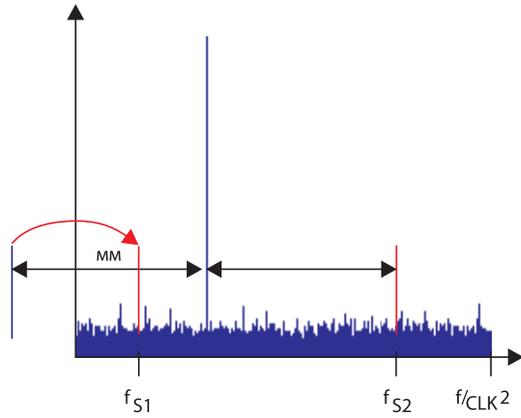


Рис. 3. Стробоскопический эффект

или в дБ:

$$B - A + 20\lg(f_{IN}/2f_{CLK}).$$

Частоты составляющих S1 и S2: $f_{S1} = -f_S - f_{IN}$; $f_{S2} = -f_S + f_{IN}$

Результирующая помеха может быть сдвинута на один период тактовых импульсов $2\pi/T = f_{CLK}$, обозначая $f_S - f_{CLK} = m$, получим:

$$f_{S1} = -f_S - f_{IN} + f_{CLK} = -(f_{IN} + m) = f_{IN} + m;$$

$$f_{S2} = -f_S + f_{IN} + f_{CLK} = f_{IN} - m.$$

Полученные выражения показывают, что частота помех может быть выровнена по центру вокруг частоты входного сигнала и сдвинута от нее на расстояние m . Амплитуда помех существенно зависит от частоты входного сигнала. С удвоением входной частоты амплитуда помех возрастает на 6 дБ. Из выражения для амплитуды помех следует, что частоту преобразования f_{CLK} следует выбирать как можно выше.

Иногда кривая, полученная в результате быстрого преобразования Фурье (БПФ), может ввести в заблуждение, при попытке оценить влияние помехи на исходный сигнал. Если частота помех отстоит от частоты преобразования довольно далеко, то она может оказаться или в отрицательной области частот или далее чем $f_{CLK}/2$, и частота помехи уменьшается из-за стробоскопического эффекта (см. рис. 3).

ИЗМЕРЕНИЯ

Для дальнейшей демонстрации влияния амплитуды и частоты помех проведем эксперимент (см. рис. 4). Используем генератор синусоидальных колебаний с малым джиттером для имитации входного сигнала основной платы ADS5463 компании Texas Instruments. Установим частоту дискретизации равную 122,88 МГц и просуммируем эту последовательность тактовых импульсов с выходным сигналом генератора, имитирующим помехи. Таким образом мы сможем легко изменять частоту и амплитуду сигнала помехи. Для измерений используем анализатор фазового шума.

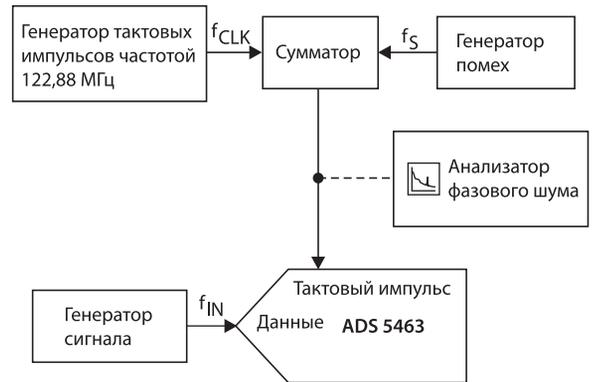
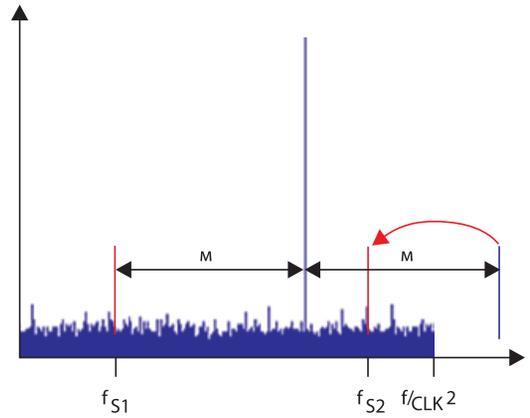


Рис. 4. Схема эксперимента оценки влияния помех на тактовый сигнал

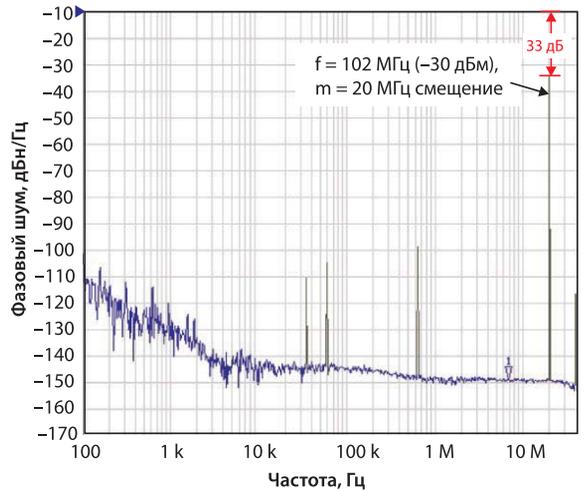


Рис. 5. Диаграмма фазового шума при частоте помехи 102 МГц и амплитуде -33 дБм

В первом эксперименте установим частоту помех 102 МГц и амплитуду -30 дБм. Сумматор уменьшит амплитуду суммируемых импульсов примерно на 3 дБ. Результаты измерения анализатора фазового шума показали амплитуду тактовых импульсов и импульсов помех -9 дБм и -33 дБм соответственно, смещение m составило около 20,9 МГц (128 МГц — 102 МГц).

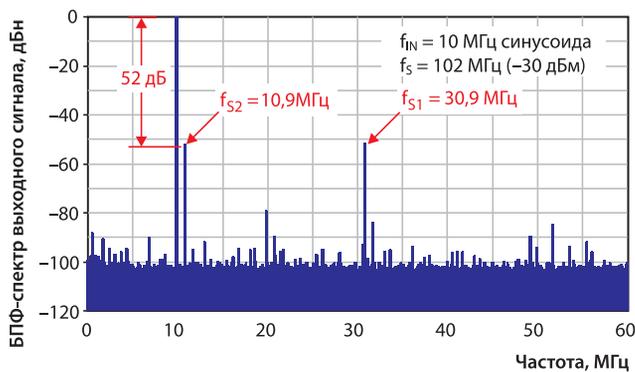


Рис. 6. БПФ выходного сигнала при 102 МГц помехе амплитудой -30 дБм

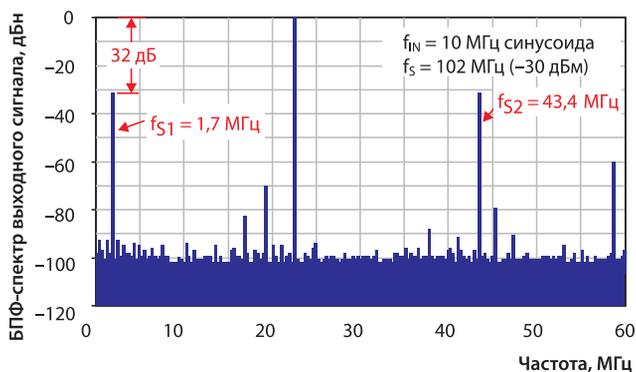


Рис. 8. БПФ выходного сигнала при 102 МГц помехе амплитудой -30 дБм

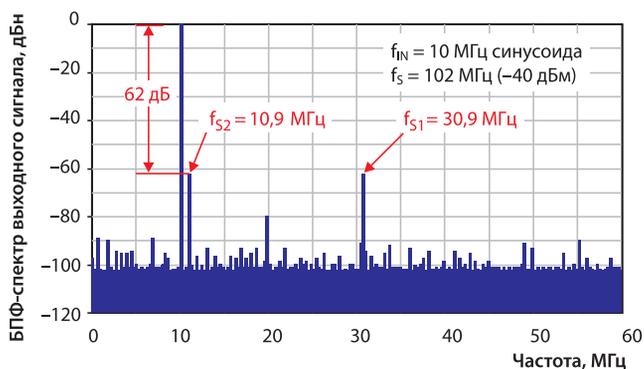


Рис. 7. БПФ выходного сигнала при 102 МГц помехе амплитудой -40 дБм

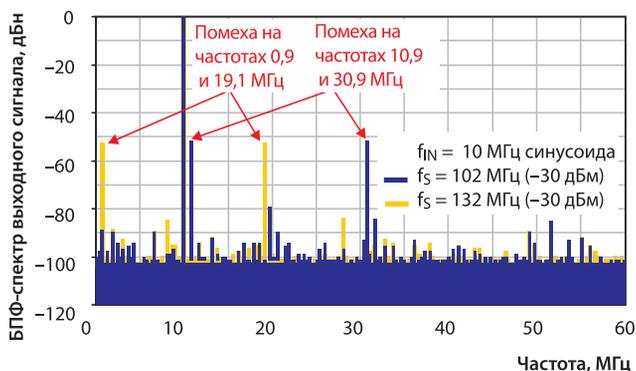


Рис. 9. БПФ выходного сигнала с -30 дБм помехами частотой 102 и 132 МГц

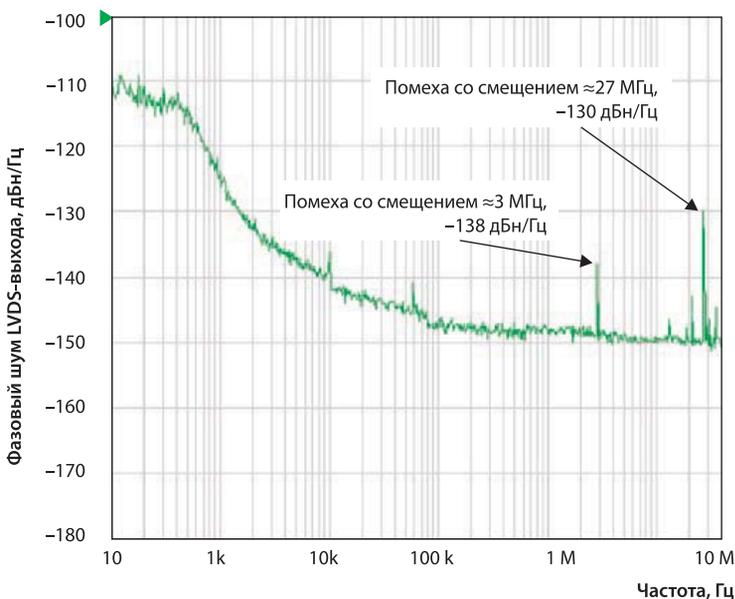


Рис. 10. Диаграмма фазового шума LVDS-выхода микросхемы CDCE72010 без фильтра

Полученная кривая фазового шума приведена на рисунке 5. Как уже отмечалось выше, помехи имеют две составляющие, амплитуда которых:

$$B - A + 20\lg(f_{IN}/2f_{CLK}) = -33 \text{ дБм} - (-9 \text{ дБм}) + 20 \lg(10 \text{ МГц}/2 \times 122,88 \text{ МГц}) = -51,8 \text{ дБн.}$$

Частота помех:

$$f_{S1} = f_{IN} + m = 10 \text{ МГц} + 20,9 \text{ МГц} = 30,9 \text{ МГц};$$

$$f_{S2} = f_{IN} - m = 10 \text{ МГц} - 20,9 \text{ МГц} = -10,9 \text{ МГц.}$$

Результаты БПФ выходного сигнала ADS5463 показаны на рисунке 6. Уровень помех при-

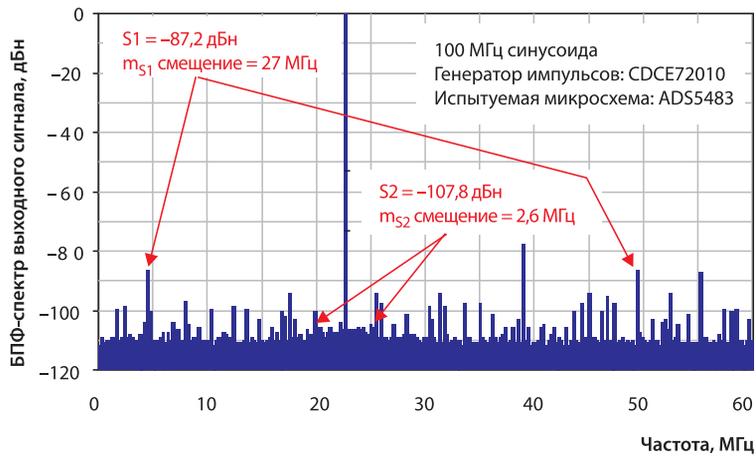


Рис. 11 БПФ выходного сигнала при 100 МГц входном сигнале и 122,88 МГц последовательности тактовых импульсов

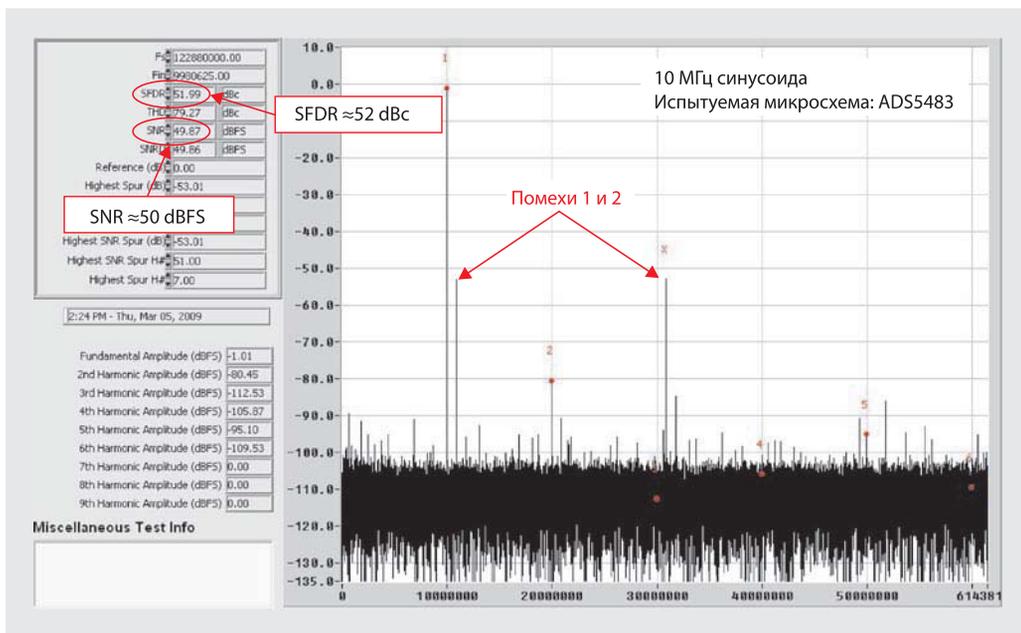


Рис. 12. БПФ выходного сигнала при 102 МГц помехе амплитудой -30 дБ

мерно на 52 дБ ниже уровня входного сигнала, расположены они на частотах 10,9 и 30,9 МГц. Экспериментальные результаты очень хорошо совпадают с расчетными.

Теперь установим амплитуду помех -40 дБм вместо -30 дБм, как было ранее. Ожидаем, что амплитуда помех также снизится на 10 дБм, что и подтвердилось испытаниями (см. рис. 7). Как уже обсуждалось ранее, амплитуда помех существенно зависит от частоты входного сигнала. Чтобы проиллюстрировать наш вывод, увеличим частоту входного сигнала с 10 до 100 МГц. При этом амплитуда изменится:

$$B - A + 20\lg(f_{IN}/2f_{CLK}) = -33 \text{ дБм} - (-9 \text{ дБм}) + 20 \lg(100 \text{ МГц}/2 \times 122,88 \text{ МГц}) = -31,8 \text{ дБн.}$$

Частоты помех составят:

$$f_{S1} = -f_S + f_{IN} = -102 \text{ МГц} + 100 \text{ МГц} = -2 \text{ МГц};$$

$$f_{S2} = -f_S - f_{IN} = -102 \text{ МГц} - 100 \text{ МГц} = -202 \text{ МГц.}$$

Из-за стробоскопического эффекта значение частоты помех в выходном сигнале АЦП составит:

$$f_{S1} = -2 \text{ МГц} + 2\text{МГц};$$

$$f_{S2} = -202 \text{ МГц} + (2 \times 122,88 \text{ МГц}) = 43,8 \text{ МГц.}$$

БПФ выходного сигнала ADS5463 подтверждает полученный результат (см. рис. 8). В последнем эксперименте

сравним результаты, полученные при разных тактовых частотах: 102 МГц и 132 МГц. Амплитуду помех установим –30 дБм, а частоту входного сигнала: 10 МГц. Это приведет к смещению частоты помех с 20,9 МГц до 9,1 МГц. При этом их частота составит:

$$f_{s1} = f_{in} + m = 10 \text{ МГц} + 9,1 \text{ МГц} = 19,1 \text{ МГц};$$

$$f_{s2} = f_{in} - m = 10 \text{ МГц} - 9,1 \text{ МГц} = 0,9 \text{ МГц}.$$

Результат также хорошо коррелируется с БПФ выходного сигнала ADS5463 (см. рис. 9)

ПРАКТИЧЕСКИЙ ПРИМЕР

Для примера рассмотрим микросхему CDCE72010, уже упоминавшуюся выше. Этот генератор сигналов с малым уровнем джиттера, подключенный к ADS5463 через LVDS-выходы, обеспечивает производительность АЦП, равную 122,88 MSPS. Тактовый сигнал не фильтруется. Таким образом, мы на практике увидим эффект помех, накладывающихся на тактовую частоту.

На кривой фазового шума неотфильтрованного сигнала CDCE72010, показанного на рисунке 10, видно воздействие помех S1 и S2 на ДДПС. Одна из помех (S1) смещена примерно на 27 МГц, ее амплитуда составляет –130 дБн. Другая (S2) с амплитудой около –138 дБн смещена на 3 МГц. В действительности амплитуда помех меньше на 6 дБ (в 2 раза), т.к. анализатор фазового шума суммирует помехи боковых полос.

Амплитуда помех с размерностью дБн/Гц может быть преобразована в амплитуду с размерностью дБн, как описывалось выше:

$$S1: 136 \text{ дБн/Гц} = -136 \text{ дБн} +$$

$$+ 10\lg(27 \text{ МГц} \times 1\%) = -136 \text{ дБн} + 54,4 \text{ дБ} = -81,6 \text{ дБн};$$

$$S2: 144 \text{ дБн/Гц} = -144 \text{ дБн} +$$

$$+ 10\lg(3 \text{ МГц} \times 1\%) = -144 \text{ дБн} + 45 \text{ дБ} = -99 \text{ дБн}.$$

Полученный результат можно использовать для вычисления амплитуды помех в спектре выходного сигнала АЦП:

$$S1 = -81,6 \text{ дБн} + 20\lg(100 \text{ МГц}/2 \times 128,88 \text{ МГц}) =$$

$$= -81,6 \text{ дБн} - 7,8 \text{ дБ} = -89,4 \text{ дБ};$$

$$S2 = -99 \text{ дБн} + 20\lg(100 \text{ МГц}/2 \times 128,88 \text{ МГц}) =$$

$$= -99 \text{ дБн} - 7,8 \text{ дБ} = -106,8 \text{ дБ}.$$

Полученный результат довольно хорошо согласуется (в пределах 1...2 дБ) с измеренным спектром выходного сигнала АЦП (см. рис. 11).

ВЛИЯНИЕ ПОМЕХ В ТАКТОВОМ СИГНАЛЕ НА СШ

Уменьшение ДДПС влияет и на соотношение СШ преобразователя, т.к. частота помех фиксирована, они могут рассматриваться как детерминированный джиттер (ДД). ДД влияет на весь джиттер тактовой последовательности, кото-

рый, в свою очередь, оказывает заметное воздействие на соотношение СШ. Величина ДД от пика до пика может быть выражена следующим образом:

$$DJ_{PP} \approx \frac{S_x \text{ (dBc)}}{p \times f_{CLK}^{20}},$$

где S_x , дБн — амплитуда помехи.

Среднеквадратичное значение (СКЗ) ДД равно:

$$DJ_{RMS} \approx \frac{DJ_{PP}}{14}.$$

Как и в первом эксперименте, амплитуда помех составила –33 дБм, что привело к помехам на тактовой последовательности –10 дБм, относительная амплитуда помехи примерно составит:

$$-33 \text{ дБм} - (-10 \text{ дБм}) = -23 \text{ дБм}$$

Подставив –23 дБн в формулу для ДД_{СКЗ} получим:

$$DJ_{RMS} \approx \frac{DJ_{PP}}{14} =$$

$$= \frac{1}{14} \times \frac{2 \times 10^{20}}{p \times 122,88 \text{ МГц}} = 26 \text{ ps}.$$

Обе помехи смещены на 20 МГц, поэтому для вычисления общего ДД их надо просуммировать — суммарный ДД составит 52 пс. Для того чтобы вычислить СШ к величине ДД, надо добавить фазовый шум и апертурный джиттер АЦП. Однако величина ДД значительно превышает обе эти составляющие. Поэтому СШ можно вычислить, полагая джиттер примерно равным 52 пс ($f_{in} = 10 \text{ МГц}$), что приблизительно соответствует 50,5 дБпш* (пш — полная шкала). На рисунке 12 представлен спектр выходного сигнала АЦП. На кривой ясно видны две помехи с амплитудой 52 дБн. Соотношение СШ $\approx 50 \text{ дБпш}$, оба результата хорошо совпадают с вычисленными значениями.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье показано, что помехи в последовательности импульсов выборки АЦП могут значительно ухудшить ДДПС и соотношение СШ. Этот эффект распространяется и на случаи с субдискретизацией. Из изложенного следует вывод, что в случае, когда требуется достичь высокого качества преобразования сигнала, необходимо использовать фильтрацию импульсов тактовой последовательности АЦП.

ЛИТЕРАТУРА

<http://focus.ti.com/analog/docs/dataconvertershome.tsp?familyId=82&contentType=4>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/cdce72010.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ads5483.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ads5463.html>

*Прим. переводчика. См. <http://focus.ti.com/lit/an/slyt231/slyt231.pdf>

Влияние источника опорного напряжения на характеристики АЦП.

Часть 2

МИРО ОЛЬЯКА (MIRO OLIJACA), инженер по применению, Texas Instruments, БОННИ БЭЙКЕР (BONNIE BAKER), инженер по применению, Texas Instruments

Во второй части статьи рассматривается проектирование источника опорного напряжения (ИОН) и влияние его параметров на характеристики АЦП последовательного приближения.

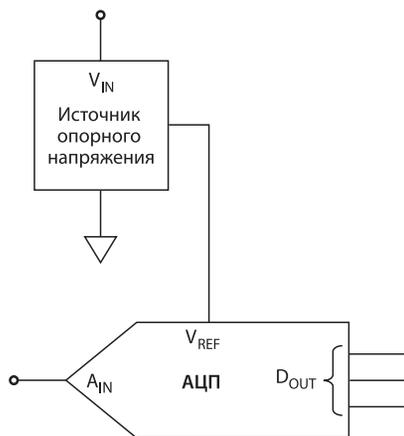


Рис. 1. Источник опорного напряжения для АЦП последовательного приближения

ВВЕДЕНИЕ

В первой части статьи [1] мы рассмотрели фундаментальные принципы работы АЦП независимо от ИОН. Затем проанализировали параметры, влияющие на точность и повторяемость результатов. В заключительной третьей части, которая появится в следующем выпуске нашего Analog Applications Journal, мы рассмотрим буферный усилитель ИОН и конденсатор на его выходе. Обсудим, как обеспечить стабильность усилителя и проектирование ИОН для АЦП более чем с 16 разрядами.

ВЫБОР ТОПОЛОГИИ ИОН

Разработчику очень важно понимать влияние источника опорного напряжения на АЦП. Упрощенная схема источника опорного напряжения для АЦП последовательного приближения приведена на рисунке 1.

ИОН подразделяются на параллельные — двухвыводные и последовательные — трехвыводные (см. рис. 2). На рисунке 2а приведен параллельный ИОН — микросхема ИОН подключается параллельно нагрузке. Погрешность таких ИОН находится в диапазоне 0,5...5%, а температурный коэффициент — в пределах: 50...100 мкВ/°С. Параллельные ИОН используются для создания положительного, отрицательного или плавающего опорного напряжения.

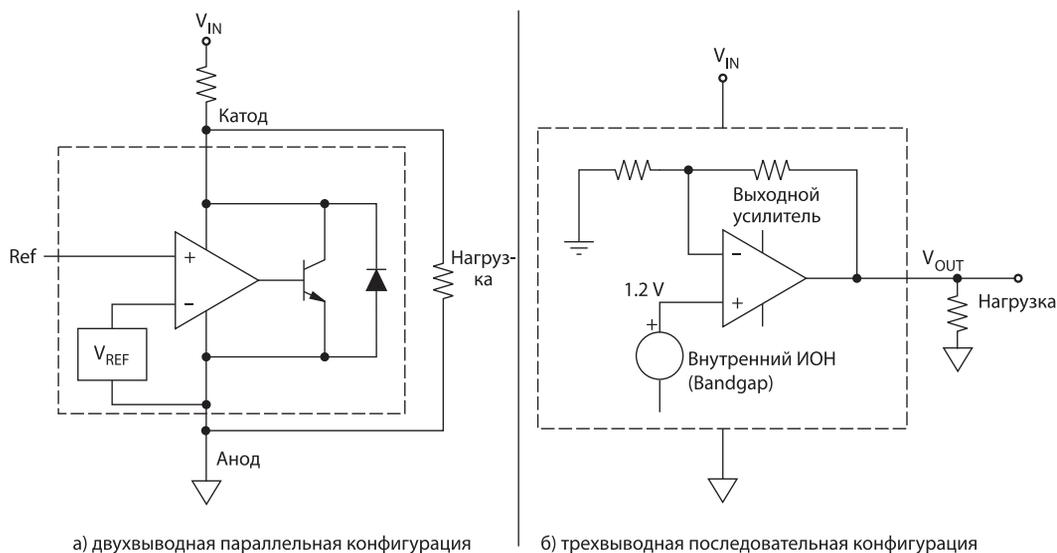


Рис. 2. Конфигурации ИОН

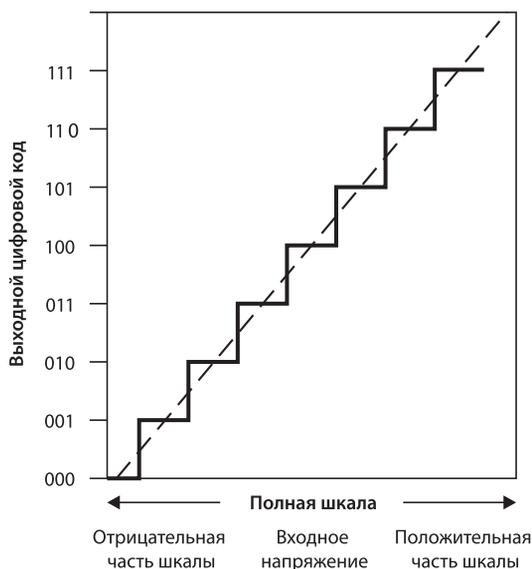


Рис. 3. Функция преобразования идеального 3-разрядного АЦП

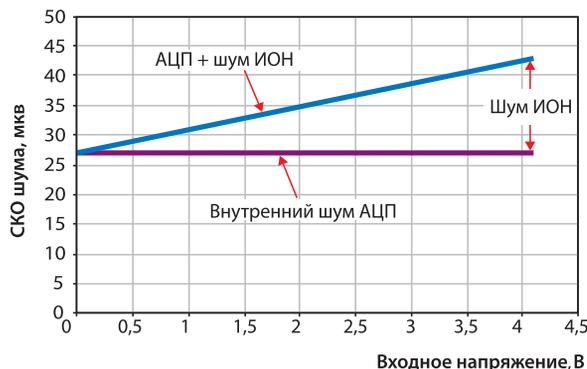


Рис. 4. Суммарный шум на выходе АЦП в зависимости от входного напряжения

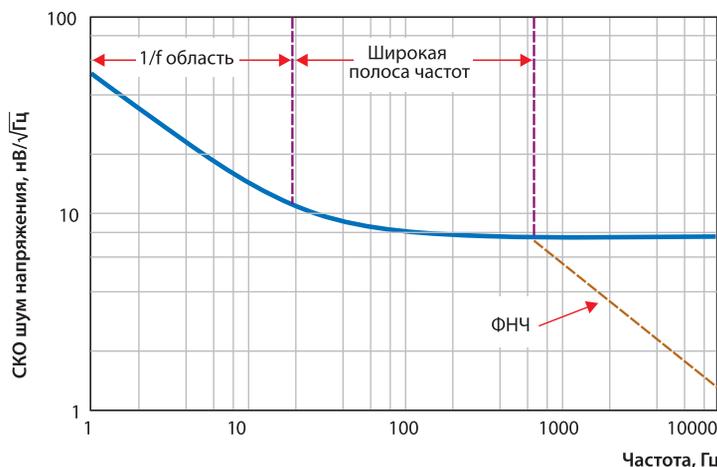


Рис. 5. Пример распределения шума напряжения по областям частотного диапазона

Трехвыводные последовательные ИОН (см. рис. 2б) подключаются последовательно к нагрузке. Внутренним источником опорного напряжения для них служит полупроводник, ширина запрещенной зоны которого и определяет величину опорного напряжения. В последовательном ИОН опорное напряжение создается между выходом и землей. Такой ИОН обеспечивает требуемый ток нагрузки. При увеличении или уменьшении тока нагрузки выходное напряжение поддерживается постоянным. Погрешность ИОН лежит в диапазоне 0,05...0,5%, а температурный коэффициент может достигать значения: 2,5 ppm/°C, поэтому последовательные ИОН используются в прецизионных АЦП.

Для АЦП с разрядностью от 8 до 14, где величина младшего значащего разряда (МЗР) составляет 0,04...0,006% шкалы, точности последовательного ИОН вполне достаточно. Еще одна область применения для последовательных ИОН — цепи формирования сигналов датчиков. Особенно часто последовательные ИОН используют в мостовых схемах для измерения сигналов термопар, термоэлементов, pH-датчиков.

Точность настройки последовательного ИОН обеспечивает опорное напряжение для преобразования. Начальную погрешность выходного напряжения можно компенсировать аппаратными или программными методами. Дополнительные погрешности выходного напряжения могут быть следствием изменения температуры, входного напряжения, тока нагрузки, временного дрейфа. Последовательный ИОН обеспечивает наилучшие характеристики из двух рассмотренных конфигураций.

Шум ИОН

В первой части статьи мы установили, что АЦП сравнивает входное напряжение с опорным и генерирует выходной код, зависящий от входного сигнала и опорного напряжения. Там же были приведены основные формулы и описание функции преобразования и шумовых характеристик. Типовая функция преобразования идеального АЦП, изображенного на рисунке 3, описывается формулой (1).

$$\text{Code} = V_{\text{IN}} \times 2^n / V_{\text{REF}}, \tag{1}$$

где Code — выходной код АЦП в десятичном формате; V_{IN} — входное аналоговое напряжение; V_{REF} — величина опорного напряжения.

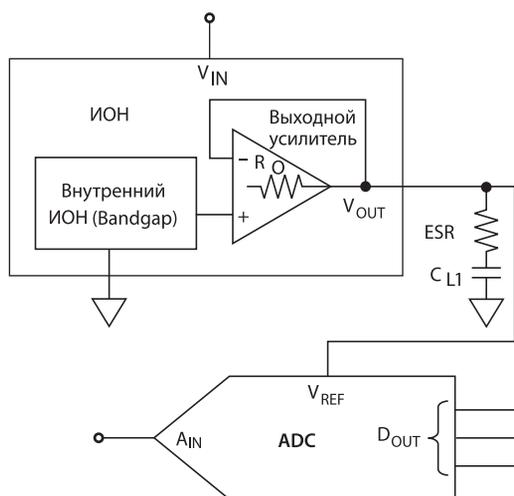


Рис. 6. ФНЧ между ИОН и АЦП

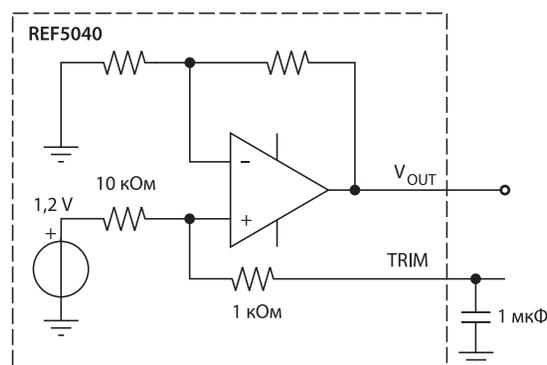


Рис. 7. Использование вывода TRIM для фильтрации шума внутреннего источника опорного напряжения

Таблица 1. Шум ИОН REF5040 на различных частотах и с различными типами выходных конденсаторов

Конденсатор	СКО шума на различных частотах, мкВ			
	22, кГц	30, кГц	80, кГц	> 500, кГц
GND	0,8	1	1,8	4,9
1 мкФ (танталовый)	37,8	41,7	53,7	90,17
2,2 мкФ (керамический)	41,7	46,2	55,1	60,8
10 мкФ (танталовый)	33,4	33,4	35,2	38,5
10 мкФ (керамический)	37,1	37,2	37,8	39,1
20 мкФ (керамический)	33,1	33,1	33,2	34,5
47 мкФ (танталовый)	23,2	23,8	24,1	26,5

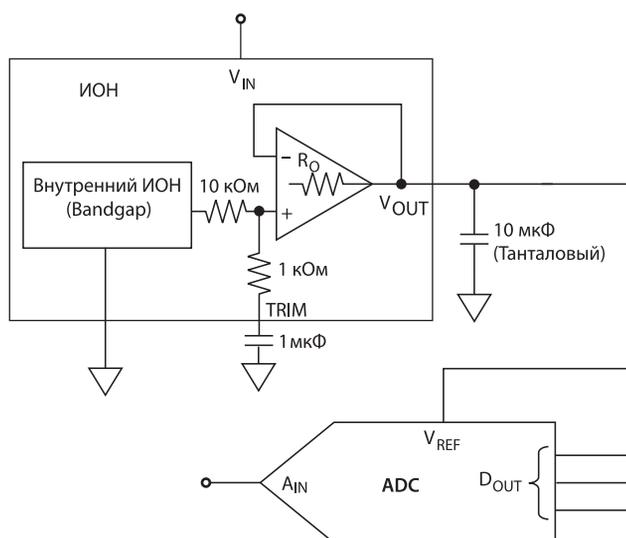


Рис. 8. Схема подключения ИОН к АЦП с разрядностью от 8 до 16

Формула показывает, что шум или начальная ошибка опорного напряжения трансформируется в ошибку выходного кода.

Измерения, проведенные в нескольких точках отрицательной и положительной частей входной шкалы АЦП, показали, что распределение шума опорного напряжения зависит от входного напряжения АЦП. Чтобы определить шум опорного напряжения и суммарный шум, необходимо измерить шум в обеих половинах шкалы входного напряжения — в положительной и отрицательной.

На рисунке 4 показаны результаты измерения шума опорного напряжения и шума АЦП. Как видно, суммарный шум линейно зависит от входного напряжения. При проектировании системы необходимо таким образом выбирать ИОН, чтобы шум опорного напряжения был ниже, чем внутренний шум АЦП. Оба варианта ИОН (см. рис. 2) генерируют примерно одинаковый уровень шума. Шум последовательного ИОН главным образом определяется внутренним источником опорного напряжения и шумом усилителя. Эти компоненты порождают шум в зоне 1/f и в широком диапазоне частот (см. рис. 5).

ШУМ В ОБЛАСТИ 1/F

В документации последовательных ИОН величина плотности шума указывается в диапазоне 0,1...10 Гц, который обозначен на рисунке 5 как область 1/f. Этот шум иногда называют розовым шумом. Шум на частотах свыше 10 Гц называют широкополосным шумом.

ШУМ ИОН В ШИРОКОПОЛОСНОЙ ОБЛАСТИ

Некоторые производители включают в документацию значения плотности шума в широкополосной области, обычно приводятся данные для частоты 10 кГц. Широкополосный шум, частота которого лежит выше этой точки, называется белым или тепловым шумом.

Фильтр низких частот (ФНЧ) с малой угловой частотой уменьшит широкополосный шум на выходе ИОН. Пример применения такого фильтра, созданного посредством конденсатора C1 с последовательным эквивалентным сопротивлением ESR приведен на рисунке 6.

В таблице 1 показаны результаты измерения шума микросхемы ИОН REF5040 Texas Instruments. Измерения

проводились на различных частотах и с различными типами выходных конденсаторов. Полученные результаты показывают, что при использовании керамических конденсаторов с малым ESR — примерно 0,1 Ом — шум возрастает по сравнению со случаями, когда используются танталовые конденсаторы со стандартным значением ESR — около 1,5 Ом. Полученный результат объясняется проблемой устойчивой работы и максимальным усилением выходного усилителя ИОН.

Как уже отмечалось ранее, основные два источника шума ИОН — это входящие в состав микросхемы выходной усилитель и внутренний источник опорного напряжения. Из функциональной схема ИОН REF5040, показанной на рисунке 7, видно, что вывод TRIM микросхемы подключен непосредственно к внутреннему источнику опорного напряжения. Внешний конденсатор, подключаемый к выводу TRIM, создает ФНЧ, который обеспечивает ослабление шума примерно на 21 дБ. Например, конденсатор 1 мкФ добавляет полюс на частоте 14,5 Гц и ноль на частоте 160 Гц. Если требуется ослабить шум еще больше, то следует использовать конденсатор большей емкости, например 10 мкФ, при этом угловая частота фильтра составит 1,45 Гц.

Выводы

На рисунке 8 показана полная схема подключения ИОН к 8- или 16-разрядному АЦП. Точность ИОН для этих приложений очень важна. Начальная погрешность может быть устранена посредством калибровки программными или аппаратными средствами. Устранение шума ИОН достигается с помощью подключения ФНЧ. В третьей части статьи мы поясним, как выбирать

параметры фильтра для различных областей частот. Там же мы обсудим вопросы проектирования ИОН для АЦП с разрядностью свыше 16 и проанализируем воздействие цепи выходного усилителя «ИОН-резистор-конденсатор». Будут также представлены результаты испытаний устройства в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Bonnie Baker and Miro Oljaca, *How the Voltage Reference Affects ADC Performance, Part 1//Analog Applications Journal (2Q, 2009)* (<http://focus.ti.com/general/docs/lit/getliterature.tsp?baseLiteratureNumber=slyt331&track=no>)
2. Bonnie Baker, *A Glossary of Analog-to-Digital Specifications and Performance Characteristics// Application Report* (<http://focus.ti.com/lit/an/sbaa147a/sbaa147a.pdf>)
3. Tim Green. *Operational amplifier stability, Parts 3, 6, and 7. EN-Genius Network: analogZONE: acquisitionZONE [Online]. Available: <http://www.analogzone.com/acqt0000.pdf> (Replace «0000» with «0307» for Part 3, «0704» for Part 6, or «0529» for Part 7)*
4. Bonnie C. Baker and Miro Oljaca. (2007, June 7). *External components improve SAR-ADC accuracy. EDN [Online]. Available: <http://www.edn.com/contents/images/6447231.pdf>*
5. Wm. P. (Bill) Klein, Miro Oljaca, and Pete Goad. (2007). *Improved voltage reference circuits maximize converter performance. Analog eLab™ Webinar [Online]. Available: <http://dataconverter.ti.com> (Scroll down to «Videos» under «Analog eLab™ Design Support» and select webinar title.)*
6. Art Kay. *Analysis and measurement of intrinsic noise in op amp circuits, Part I. EN-Genius Network: analogZONE:audiovideoZONE [Online]. Available: http://www.en-genius.net/includes/files/avt_090406.pdf*
7. <http://dataconverter.ti.com/www.ti.com/sc/device/REF5040>

УМЕНЬШЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОМЕХ В ДРАЙВЕРАХ БЕЛЫХ СВЕТОДИОДОВ

ДЖЕФ ФЭЛИН (JEFF FALIN), инженер по пр именованию, Texas Instruments

В статье рассматриваются способы снижения электромагнитных помех (ЭМП) в драйверах белых светодиодов. Сделан вывод о том, что уменьшению ЭМП способствуют правильный выбор микросхем и пассивных компонентов, а также удачная топология и минимально допустимые размеры печатной платы.

Во многих мобильных телефонах для подсветки дисплеев используются светоизлучающие диоды с белым цветом свечения (БСИД). В тоже время в мобильных телефонах используются литий-ионные батареи с выходным напряжением 2,7...4,2 В. Учитывая, что для подсветки экрана необходимо включить несколько БСИД последовательно, а падение напряжения на каждом из них составляет 3,6 В, необходимо, чтобы драйвер БСИД обеспечивал более высокое напряжение, чем у источника питания. Для этого обычно используют индуктивный повышающий преобразователь. Типовая схема включения драйвера БСИД с использованием микросхемы TPS61161 показана на рисунке 1.

Индуктивный импульсный преобразователь генерирует электромагнитные помехи, величина которых пропорциональна выходной мощности. Размеры дисплеев мобильных телефонов увеличиваются, соответственно, возрастают и выходная мощность драйвера, и генерируемые им помехи. На величину ЭМП влияет и топология печатной платы. Минимизация ЭМП, излучаемых драйверами БСИД, до такой степени, чтобы они не влияли на работу других систем — одна из главных задач и производителей драйверов, и производителей подсветки дисплеев.

Излучаемые ЭМП определяются энергией электрического поля, сосредоточенного в конденсаторе, и энергией магнитного поля, локализованного в индукторе. Величина электрического поля прямо пропорциональна значению емкости и напряжению заряда емкости, в том числе и паразитных емкостей. Величина емкости обратно пропорциональна расстоянию между элементами, создающими емкость. В идеале паразитная емкость компонентов схемы, расположенных на печатной плате, должна быть минимизирована. Паразитная емкость может создаваться, например, металлической поверхностью или сплошным слоем проводника на печатной плате.

Величина магнитного поля прямо пропорциональна индуктивности и току, через нее протекающему. Величина индуктивности зависит от числа витков или длины проводника. Паразитная индуктивность минимизируется уменьшением длины проводников, уменьшением замкнутых контуров и экранированием индукторов, размещенных на печатной плате.

ЭМП зависят также от скорости изменения токов и напряжения на паразитных емкостях и индуктивностях печатной платы. Главный способ снизить ЭМП — уменьшить размеры печатной платы, что повлечет за собой уменьшение паразитных индуктивностей и емкостей.

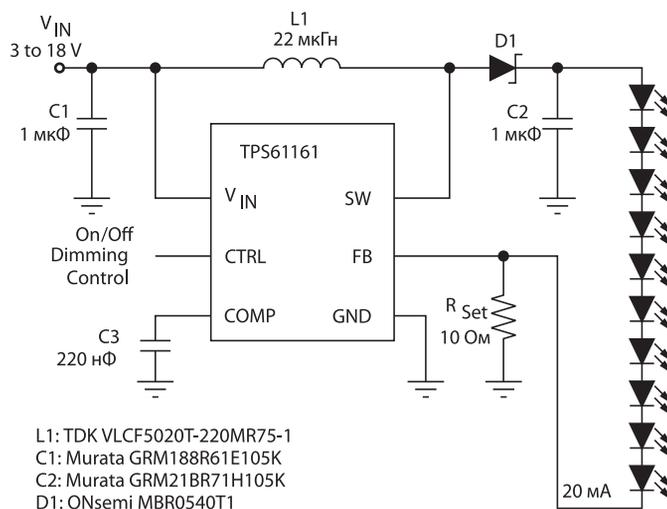


Рис. 1. Драйвер подсветки TPS61161

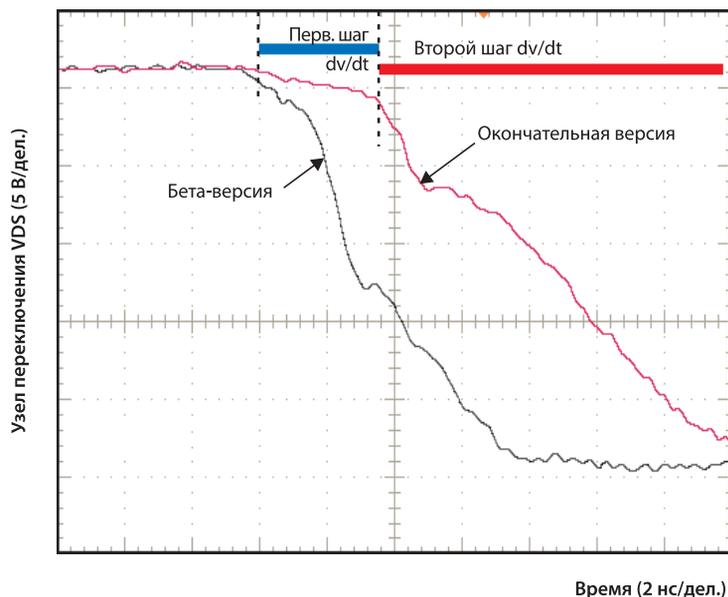


Рис. 2. Узел переключения драйвера TPS61161 БСИД

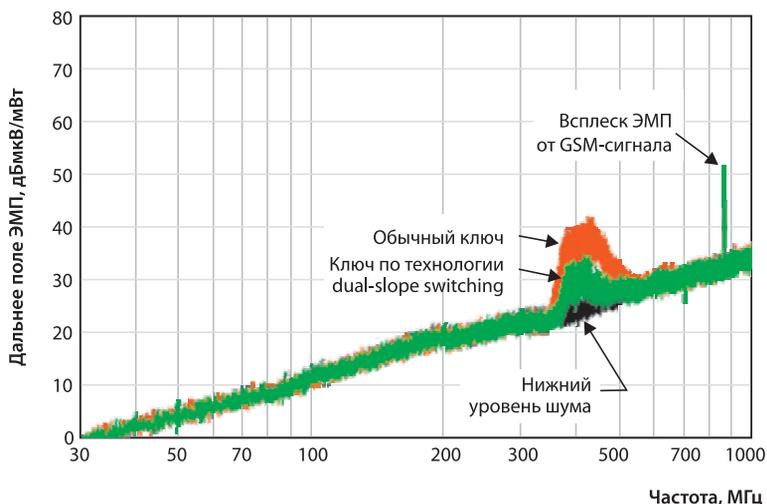


Рис. 3. Измерение ЭМП микросхемы TPS61161 с традиционным ключом и ключом по технологии

Также необходимо уменьшить напряжение и скорость изменения токов на паразитных элементах. Этот способ реализуется на этапе проектирования усилиями инженера-схемотехника и разработчика топологии печатной платы. Особенное внимание этим вопросам следует уделить при работе схемы на высоких частотах — свыше 300 кГц.

Однако и микросхема драйвера также является источником ЭМП. На рисунке 2 показано изменение напряжения «сток-исток» V_{DS} внутреннего NMOSFET (т.н. узел переключения) при его включении (открытии). Синей линией выделена кривая, полученная при переключении NMOSFET бета-версии TPS61161. Коммутация в этом случае происходит так же, как обычно при использовании высокоскоростного драйвера затвора. Красной линией показана кривая, полученная при испытании окончательной версии микросхемы TPS61161, в которой применяется технология двойного наклона при переключении — dual-slope switching technology. В этом случае контролируется спад заднего фронта (т.е. значение dV/dt), который происходит за два шага. Во время первого вну-

тренний силовой ключ сравним с обычным FET — dV/dt меняется медленно, чтобы уменьшить величину броска тока и, соответственно, ЭМП, которые в первую очередь определяются паразитной индуктивностью. На втором шаге коммутации для того чтобы минимизировать коммутационные потери, скорость открытия ключа и, соответственно, dV/dt возрастают.

На рисунке 3 представлены результаты измерения дальнего поля ЭМП оценочного модуля TPS61161EVM-243 с микросхемой, в которой коммутация производится по технологии dual-slope switching technology и аналогичные результаты, когда в микросхеме коммутация силового ключа происходила обычным способом. Черным выделена кривая, показывающая минимальный уровень шума. На рисунке виден случайный всплеск ЭМП от GSM-сигнала. Из рисунка видно, что применение технологии dual-slope switching technology, когда коммутация силового ключа происходит за два шага, ЭМП в районе 400 МГц уменьшаются примерно на 10 дБмкВ/мВт.

На более низких частотах паразитные индуктивность и емкость вносят основной вклад в генерацию ЭМП. На

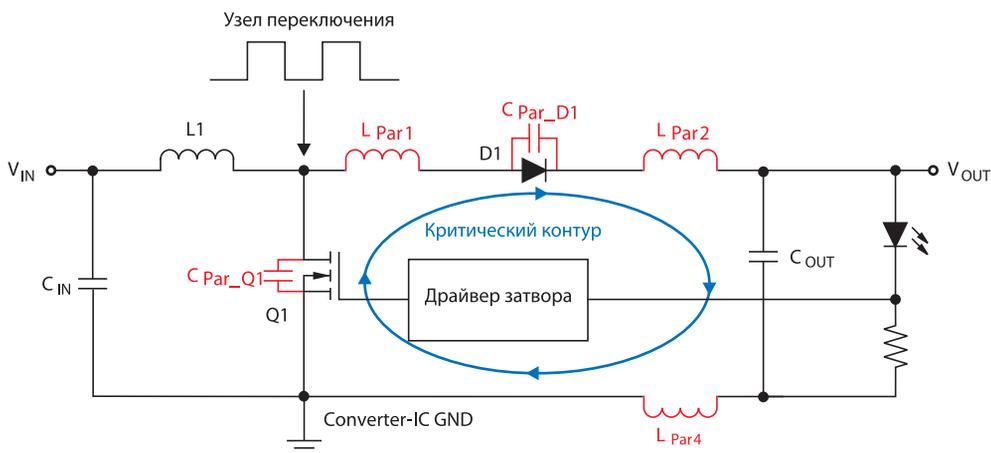


Рис. 4. Схема повышающего преобразователя драйвера БСИД

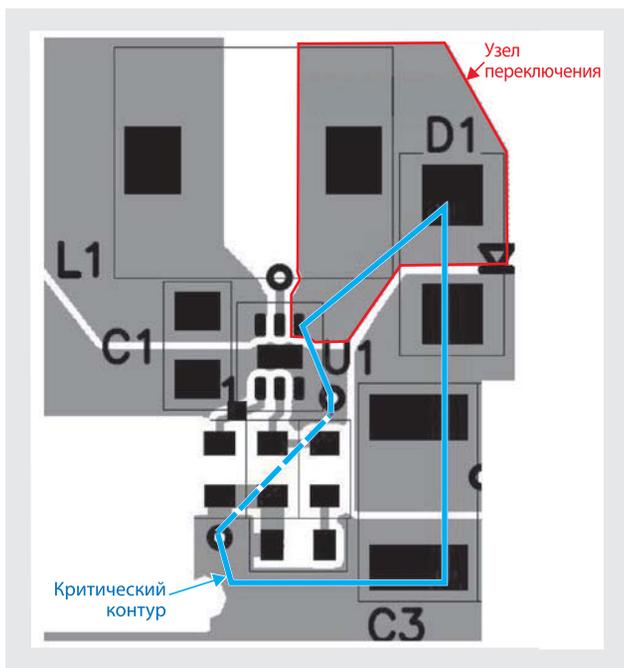


Рис. 5. Неправильная топология печатной платы

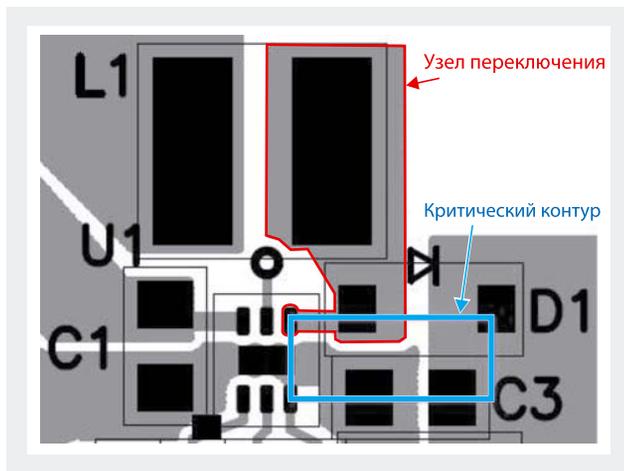


Рис. 6. Улучшенная топология печатной платы с TPS61161

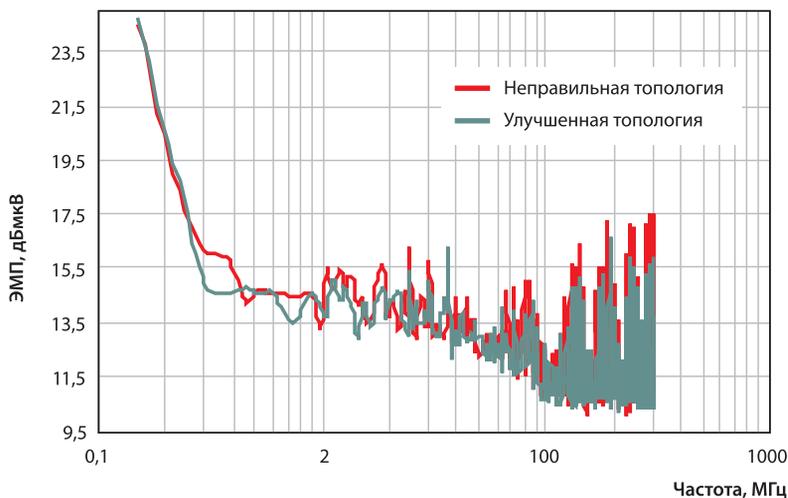


Рис. 7. Измерение ЭМП печатной платы с неправильной топологией и печатной платы с улучшенной топологией

рисунке 4 показана схема повышающего преобразователя БСИД. Контур, образованный паразитными емкостями диода D1, транзистора Q1 и паразитными индуктивностями L_{PAR} проводников печатной платы, проводит ток, и когда D1, Q1 открыты, и когда они закрыты. Когда ключ Q1 закрывается, в индуктивности L1 накапливается энергия, и ток протекает через диод D1, выходные цепи и землю — GND. Из-за наличия паразитных элементов может возникать «звон» выходного напряжения — затухающие колебания на резонансной частоте, вызванные резонансом паразитных индуктивностей и емкостей. К паразитным емкостям D1, Q1 добавляются паразитные емкости проводников печатной платы, слоя земли.

В общем случае паразитная емкость проявляется в узле переключения, под которым расположен сплошной слой земли, и когда значение dV/dt велико. На рисунке 5 показана неправильная топология печатной платы с микросхемой TPS61161, где U1 — микросхема TPS61161, L1 — индуктор, D1 — диод, C1 — входной конденсатор, C3 и C4 — выходные конденсаторы. Критичный контур, выделенный голубой линией, довольно велик и охватывает слой земли и монтажную площадку индуктивности L1 узла переключения.

На рисунке 6 показана топология печатной платы оценочного модуля с микросхемой TPS61161. На плате расположены те же элементы, что и на плате, показанной на

рисунке 5, но с уменьшенным узлом переключения, без слоя земли под ним и более компактным размещением компонентов. В этом случае земля критичного контура (выделен голубой линией) заметно меньше.

На рисунке 7 приведены результаты измерения ЭМП ближнего поля изделия, питаемого от двух батарей. В одном случае топология печатной платы неудачна, в другом — улучшена. Испытания проводились в одинаковых условиях. В обоих случаях использовалась окончательная версия микросхемы TPS61161. Результаты испытания четко показали уменьшение ЭМП изделия с улучшенной топологией печатной платы во всем диапазоне частот.

В импульсном преобразователе невозможно полностью избавиться от ЭМП, однако уменьшить их до приемлемого уровня посредством правильного выбора микросхемы, пассивных компонентов, а также продуманной топологии печатной платы вполне возможно.

ЛИТЕРАТУРА

1. *White LED Driver With Digital and PWM Brightness Control in 2 mm × 2 mm QFN Package for up to 10 LEDs in Series, TPS61160/61 Data Sheet*// <http://focus.ti.com/lit/ds/slvs791a/slvs791a.pdf>
2. <http://focus.ti.com/analog/docs/powerhome.tsp?familyId=64&contentType=4>
3. www.ti.com/sc/device/TPS61161

Использование полностью дифференциального операционного усилителя в качестве аттенюатора. Часть 2: асимметричный двуполярный входной сигнал

ДЖИМ КАРКИ (JIM KARKI), член технического совета, Texas Instruments

В статье рассмотрено использование полностью дифференциального усилителя для сопряжения сигнала большой амплитуды с входной шкалой АЦП. Даны расчетные соотношения для определения коэффициента передачи и входного импеданса. Приведены примеры проектирования, результаты расчета проверены на симуляторе с использованием SPICE-моделей.

ВВЕДЕНИЕ

Полностью дифференциальный усилитель (ПДУ) можно использовать для ослабления или сдвига уровня входного сигнала с большой амплитудой для сопряжения его с низковольтным входом АЦП. В первой части статьи [2] мы рассмотрели сбалансированный входной сигнал и архитектуру ПДУ для работы с этим сигналом. Во второй части будет показано, как адаптировать схему, рассмотренную в части 1, к высоковольтному несимметричному двуполярному входу. В третьей части, которая будет опубликована в следующем выпуске нашего журнала, мы рассмотрим общий случай несимметричного однополярного сигнала при наличии синфазного напряжения. Фундаментальные принципы работы ПДУ изложены в [1].

СХЕМА ОСЛАБЛЕНИЯ НЕСИММЕТРИЧНОГО ДВУПОЛЯРНОГО СИГНАЛА. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВХОДНОГО АТТЕНЮАТОРА

Рассмотрим, как согласовать высоковольтный несимметричный двуполярный сигнал с низковольтным входом АЦП, и каким образом произвести сдвиг уровня сигнала. В первую очередь следует преобразовать дифференциальный двуполярный вход [2] в несимметричный двуполярный, сохранив при этом баланс ПДУ. Это достигается заземлением одного из выводов источника сигнала, введением резистивного делителя $R_T/2$, средняя точка которого заземляется. Чтобы не внести смещения, резисторы, определяющие коэффициент усиления ПДУ, должны быть сбалансированы. Преобразованная схема показана на рисунке 5.

На рисунке 6 приведена эквивалентная схема, на которой резисторы $R_S, R_G, R_T/2$ заменены эквивалентным резистором R_{G+} . Аналогично введен резистор со стороны положительного входа ПДУ R_{G+} , а резистор $R_T/2$ заменен на R_T . Анализ схемы на рисунке 6 схож с таковым для схемы, изображенной на рисунке 1 в первой части статьи, но изменения входной цепи приводят к новому значению коэффициента усиления:

$$\frac{V_{OUT\pm}}{V_{Sig}} = \frac{R_T}{R_S + R_T} \times \frac{R_F}{R_{G+} + R_S \parallel R_T} \quad (4)$$

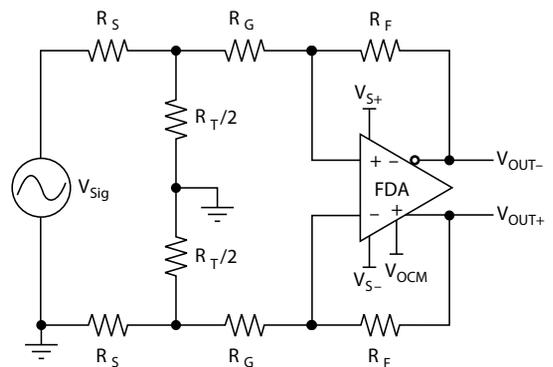


Рис. 5. Преобразование дифференциального биполярного входа к несимметричному биполярному входу

Чтобы упростить выбор коэффициента усиления, необходимо установить правый множитель (4) равным 1, т.е. выполнить условие:

$$R_{G+} + R_S \parallel R_T = R_F \quad (5)$$

В этом случае выражение для коэффициента усиления примет вид:

$$\frac{V_{OUT\pm}}{V_{Sig}} = \frac{R_T}{R_S + R_T} \cdot \dots \quad (7)$$

Выражение (7) предоставляет две степени свободы для выбора компонентов. Входной импеданс $Z_{IN} = R_S + R_T \parallel Z_{IN_Amp+}$ можно аппроксимировать выражением $Z_{IN} = R_S + R_T \parallel R_{G+}$. Выберем R_S близким к желаемому значению входного импеданса. Затем выберем R_F из рекомендуемого для данной микросхемы диапазона значений и вычислим величину R_T для получения желаемого коэффициента ослабления. Полученные значения

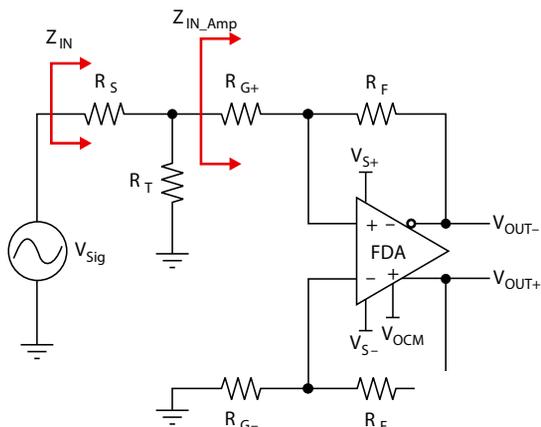


Рис. 6. Эквивалентная схема с несимметричным биполярным входом

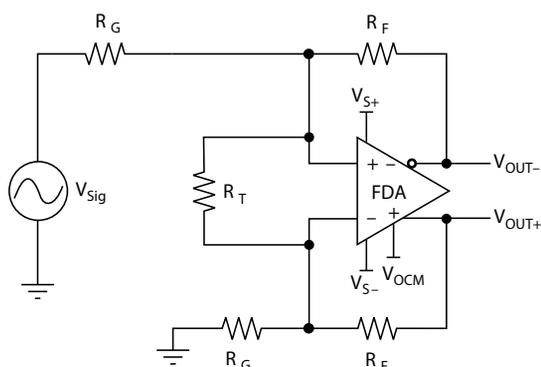


Рис. 7. Использование резисторов R_F и R_G

сопротивлений можно использовать для подсчета R_{G+} и R_{G-}. Пример расчета можно посмотреть в таблице Excel (<http://www.ti.com/lit/zip/slyt359>).

ПРИМЕРЫ

ПРОЕКТИРОВАНИЯ 3а и 3б

Для примера 3а вновь рассмотрим случай биполярного входного сигнала с размахом 20 В (±10 В), но на этот раз сигнал будет асимметричным. Требуется обеспечить входной импеданс 1 кОм. В данном примере используем АЦП последовательного приближения ADS8321 с 5 В дифференциальным входом и синфазным сигналом 2,5 В. Выберем R_S = R_F = 1 кОм. Перепишем (6) и, сделав необходимые подстановки, получим:

$$R_T = \frac{R_S}{\frac{V_{Sig}}{V_{OUT\pm}} - 1} = \frac{1\text{кОм}}{4 - 1} = 333,3\text{ Ом}$$

Выберем резистор 332 Ом — ближайшее стандартное значение из ряда для резисторов с разбросом 1%. Затем сделаем подстановку в (5) и получим:

$$R_{G+} = R_F - R_S \parallel R_T = 1\text{кОм} - 1\text{кОм} \parallel 332\text{ Ом} = 750\text{ Ом}.$$

Величина 750 Ом соответствует стандартизованному ряду значений сопротивлений. Далее определим величину R_{G-}:

$$R_{G-} = R_{G+} + R_S \parallel R_T = 750\text{ Ом} + 1\text{ кОм} \parallel 332\text{ Ом} = 1\text{ кОм}.$$

Величина 1 кОм также соответствует стандартизованному ряду значений сопротивлений. Выбранные значения сопротивлений обеспечивают требуемое ослабление и устойчивость ПДУ. Вход V_{OCM} ПДУ используется для введения синфазного напряжения 2,5 В. Входной импеданс Z_{IN} = 1254 Ом выше требуемого и, если действительно необходимо, чтобы он был близок к 1 кОм, то нужно провести итерацию и выбрать иные значения сопротивлений. В этом случае выберем меньшие величины R_S = 787 Ом и R_F = 1 кОм. В итоге получим Z_{IN} = 999 Ом, что вполне соответствует требованиям.

Проанализировать рассмотренный пример можно с помощью симулятора TINA-TI, для чего необходимо открыть файл FDA_Attenuator_Examples_SE_Bipolar_Input и посмотреть пример, обозначенный «Example 3а». Симулятор есть в свободном доступе (www.ti.com/tina-ti).

Форма выходного сигнала, полученного на симуляторе для примера 3а, искажена. Дальнейшее рассмотрение показывает, что входное синфазное напряжение THS4520 также искажено, что приводит к нелинейности. В этом случае использование SPICE-модели позволило обнаружить ошибку. В данном случае проблема легко устраняется. Однако не все SPICE-модели позволяют обнаружить подобную ошибку. Например, если заменить THS4520 на THS4509, то симуляция не выявит ошибку, хотя обе микросхемы имеют схожие входные цепи для сигнала синфазного напряжения.

Один из способов решения проблемы — «подтянуть» синфазное напряжение к 5 В, для чего подключить резистор от этой шины ко входу синфазного напряжения, как сказано в техническом описании. Следует использовать подтягивающий резистор 2 кОм. При этом сигнал возвращается в линейную область, а коэффициент передачи не меняется.

Чтобы посмотреть на симуляторе исправленную схему (пример 3б), следует повторить ту же самую процедуру, что и в случае примера 3а, но кликнуть по среднему символу «Example 3б». Обратите внимание, что схема обеспечивает тот же результат, что и показанная на рисунке 3 в части 1 статьи. Другой способ решения проблемы — использование резисторов R_F и R_G, устанавливающих коэффициент передачи — для ослабления сигнала изложен ниже.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РЕЗИСТОРОВ R_F И R_G ДЛЯ ОСЛАБЛЕНИЯ СИГНАЛА

На представленной схеме (см. рис. 7) резисторы R_F и R_G используются для ослабления асимметричного биполярного входного сигнала. В этом случае ПДУ используется для ослабления сигнала подобно инвертирующему усилителю для дифференциального входного сигнала, как это описано в части 1. Расчеты для обоих случаев тоже схожи, только входной импеданс вдвое меньше. Выражение для коэффициента передачи (ослабления) имеет вид:

$$\frac{V_{OUT\pm}}{V_{Sig}} = \frac{R_F}{R_G}$$

Резистор R_T используется для повышения устойчивости.

$$R_F = R_G \parallel R_T/2$$

Входной импеданс $Z_{IN} \approx R_G$

ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ 4

Используем те же условия, что и в примере 3а с $R_F = 1$ кОм и $R_G = 4$ кОм (ближайшее стандартное значение 4,02 кОм) и $R_T = 2,67$ кОм. Это означает, что $Z_{IN} = 4,02$ кОм. SPICE-моделирование показывает, что эта величина может возрасти до 4,46 кОм. Пример расчета можно посмотреть в таблице Excel (<http://www.ti.com/lit/zip/slyt359>), выбрав там файл Attenuator_Examples SE_Bipolar_Input.xls, then select the Bipolar SE FDA RF_RG.

Чтобы просмотреть результат на симуляторе TINA-TI, нужно проделать ту же самую процедуру, что и для примера 3а, но кликнуть по значку «Example 4». Обратите внимание, что схема обеспечивает тот же результат, что и схема на рисунке 3 в части 1.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Мы проанализировали два подхода к использованию ПДУ для ослабления и сдвига уровня асимметричного биполярного сигнала с большой амплитудой для его согласования с низковольтным входом АЦП. Первый подход (см. пример 3а) использует входной аттенюатор с номиналами резисторов, выбранными таким образом, чтобы обеспечить требуемое ослабление и устойчивость работы — так называемый коэффициент усиления шума равен 2. Мы рассмотрели этот пример на симуляторе и выявили потенциальную проблему с входным синфазным напряжением, которую разрешили посредством использования подтягивающего резистора — пример 3б.

Второй подход использует резисторы, устанавливающие коэффициент усиления ПДУ таким же образом, как и в инвертирующем операционном усилителе, но в отличие

от последнего дополнительно включается бутстрепный резистор между входами ПДУ, для того чтобы повысить устойчивость — коэффициент усиления шума равен 2.

Исключая проблемы с входным синфазным напряжением, подходы, проиллюстрированные примерами 3а и 4, дают одинаковые результаты по величине шума, полосе пропускания, другим временным характеристикам и погрешностям передачи сигнала при одинаковых в обоих случаях значениях резистора R_F .

Подход, проиллюстрированный на примере 3а, более универсален и позволяет регулировать входное сопротивление независимо от резисторов, определяющих коэффициент передачи ПДУ. Возможно изменение на очень малую величину, но следует иметь в виду, что существует максимально допустимое значение R_S , превышение которого приведет к отрицательному значению величины резистора R_{G+} . Например, при $R_S = 4$ кОм получаем $R_{G+} = 0$ Ом. Программные средства вычисления в этом случае сгенерируют ошибку #NUM!#, и будет сделана попытка вычислить ближайшее стандартное значение R_{G+} , чтобы обеспечить работоспособность схемы.

Подход, показанный в примере 4, проще, но на входной импеданс влияют и значение коэффициента ослабления, и величина резистора R_F . $Z_{IN} \approx 2 R_F \times$ (коэффициент ослабления). Это обеспечивает некоторую гибкость при выборе резистора R_F , но влияет на шум, полосу пропускания, искажения и другие характеристики. И, наконец, последнее: импеданс источника сигнала влияет на коэффициент передачи обеих схем. Его величина должна быть просуммирована с величиной резистора R_S , особенно, если выходной импеданс достаточно велик.

ЛИТЕРАТУРА

Jim Karki. Fully-Differential Amplifiers Application Report// <http://www-s.ti.com/sc/techlit/sloa054>

Jim Karki. Using Fully Differential Op Amps as Attenuators, Part 1: Differential Bipolar Input Signals, Analog Applications Journal (2Q 2009)// <http://focus.ti.com/lit/an/slyt336/slyt336.pdf>

[amplifier.ti.com](http://focus.ti.com)

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/ads8321.html>

<http://www.ti.com/sc/device/THS4509>

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/th4520.html>

Интерфейс операционного усилителя с высокоскоростным ЦАП. Часть 1: ЦАП с источником втекающего тока

ДЖИМ КАРКИ (JIM KARKI), член технического совета, Texas Instruments

В статье рассмотрено преобразование комплементарного токового выходного сигнала ЦАП к асимметричному выходному сигналу напряжения с помощью операционного усилителя (ОУ). Представлены уравнения и методика выбора номиналов компонентов для получения выходного напряжения ЦАП и балансировки входа ОУ для улучшения параметров выходного сигнала. Рассмотрены также вопросы фильтрации сигнала.

ВВЕДЕНИЕ

Цифро-аналоговые преобразователи эволюционируют в сторону увеличения разрядности и производительности. Низкоскоростные ЦАП имеют на выходе либо токовый сигнал, либо напряжение. На выходе большинства высокоскоростных ЦАП организован комплементарный токовый каскад с втекающим или вытекающим током.

В части 1 статьи, состоящей из трех частей, мы рассмотрим интерфейс ЦАП с источником втекающего тока и ОУ. Во второй части, которая будет опубликована в следующем выпуске журнала, обсудим интерфейс между ЦАП с источником вытекающего тока и ОУ. Наконец, в части 3 будет рассмотрен упрощенный подход к интерфейсу, представленному в части 2.

Высокоскоростные ЦАП используются во многих приложениях: испытательном и телекоммуникационном оборудовании, медицинской электронике, промышленной автоматике и других. В каждом из приложений предусматриваются своя специфика формирования сигнала и требования к его параметрам. В статье рассматриваются приложения, в которых требуется связь по постоянному току, ширина поло-

Таблица 1. Пример распределения токов I_{OUT1} и I_{OUT2} при 20 мА шкале

Вход	I_{OUT1} , мА	I_{OUT2} , мА
Максимальная шкала	20	0
Средняя точка шкалы	10	10
Ноль шкалы	0	20

сы до 100 МГц, асимметричный выход. В этом случае высокоскоростной ОУ — самое подходящее решение для преобразования комплементарного токового выхода высокоскоростного ЦАП в выходной сигнал напряжения.

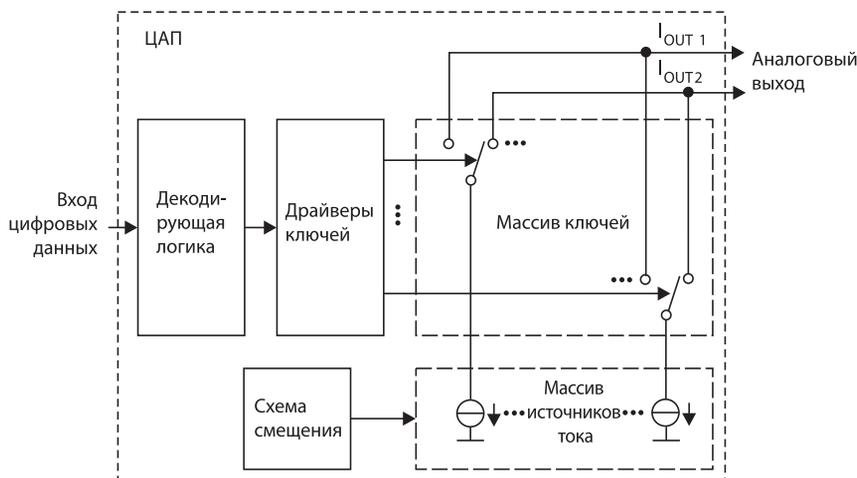


Рис. 1. Упрощенная структурная схема ЦАП с переключателями тока

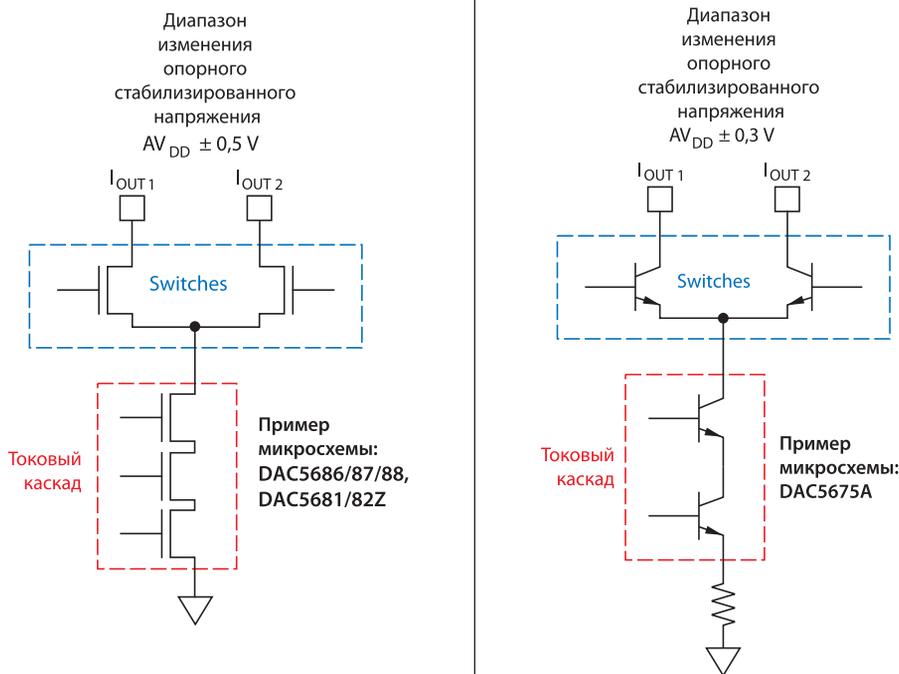


Рис. 2. Упрощенные схемы NMOS- and NPN-источников втекающего тока

ОБЗОР ЦАП С КОМПЛЕМЕНТАРНЫМИ ИСТОЧНИКАМИ ТОКА

Упрощенная структурная схема ЦАП с комплементарными переключателями тока приведена на рисунке 1. Цифровой входной код декодируется и поступает на драйверы ключей, а затем — непосредственно на соответствующие токовые ключи в массиве ключей, подключая их к шине I_{OUT1} или I_{OUT2} . Эти шины комплементарные — когда ток начинает течь по одной из них, ток в другой шине уменьшается точно на такую же величину. При этом суммарный ток не изменяется. Например, при полной шкале 20 мА (см. табл. 1) минимальный входной код, соответствующий нулевому значению шкалы, приведет к тому, что $I_{OUT1} = 0$ мА и $I_{OUT2} = 20$ мА. В средней точке шкалы $I_{OUT1} = I_{OUT2} = 10$ мА. В максимальной точке: $I_{OUT1} = 20$ мА и $I_{OUT2} = 0$ мА. Важно отметить, что в средней точке шкалы ток на обеих шинах одинаков (10 мА). Это обстоятельство будет использовано при проектировании для выбора синфазного режима.

В массив источников тока входят транзисторы n- и p-типов. Слово «источник» в данном случае используется в общем смысле слова — транзисторная схема источника тока может формировать как втекающий, так и вытекающий ток. В данной статье рассматривается интерфейс ЦАП с источниками втекающего тока и ОУ. При этом источники тока составлены из транзисторов n-типа.

АРХИТЕКТУРА И ОПОРНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ ЦАП С ИСТОЧНИКАМИ ВТЕКАЮЩЕГО ТОКА

На рисунке 2 показан упрощенный пример источников втекающего тока с использованием NMOS- NPN-транзисторов и перечислены несколько микросхем, в которых используются подобные структуры. Опорное стабилизированное напряжение, показанное на рисунке для каждой группы, соответствует диапазону значений выходного напряжения. Понижение напряжения приводит к прекращению работы источников, повышение — может привести к выходу из строя. Обоих случаев следует избегать, чтобы поддерживать

оптимальные характеристики и долговременную стабильность.

В общем случае к выходу через некоторый импеданс подключается положительное напряжение. Этот импеданс формирует цепь втекающего тока, а падение напряжения на нем может использоваться как выходное напряжение ЦАП. Импеданс может быть построен различно: простой резистор, делитель, с трансформаторной связью, комбинация пассивных компонентов и активной схемы. В статье рассмотрен последний случай с использованием ОУ в активной схеме.

ИНТЕРФЕЙС ОУ

Предлагаемый интерфейс ОУ представлен на рисунке 3. Эта схема обеспечивает смещение выходов ЦАП, преобразование токового выходного сигнала в потенциальный, асимметричный выход усилителя. ОУ — активный элемент схемы, посредством резисторов R_2, R_3, R_G и R_F устанавливается коэффициент усиления ОУ.

- I_{DAC+} и I_{DAC-} — выходные токи ЦАП;
- R_2, R_3 — входные резисторы неинвертирующего входа ОУ;
- R_G и R_F — резисторы, устанавливающие коэффициент усиления ОУ;
- R_x, R_1, R_Y и R_4 обеспечивают цепи смещения и тока для выходов ЦАП;
- V_{DAC+} и V_{DAC-} — выходные напряжения ЦАП;
- V_P и V_N — входные напряжения на выходах ОУ;
- V_{S+} и V_{S-} — напряжение питания ОУ.

Правильный подбор компонентов обеспечит требуемый входной импеданс, максимальный размах и балансировку выходного напряжения, лучшие рабочие характеристики. Обычно в гармонических искажениях превалирует (по крайней мере на низких частотах) вторая гармоника. Балансировка дифференциальных входов ОУ позволит подавить ее и обеспечит системе наилучшие характеристики, но небольшое воздействие третьей гармоники сбалансировать не удастся.

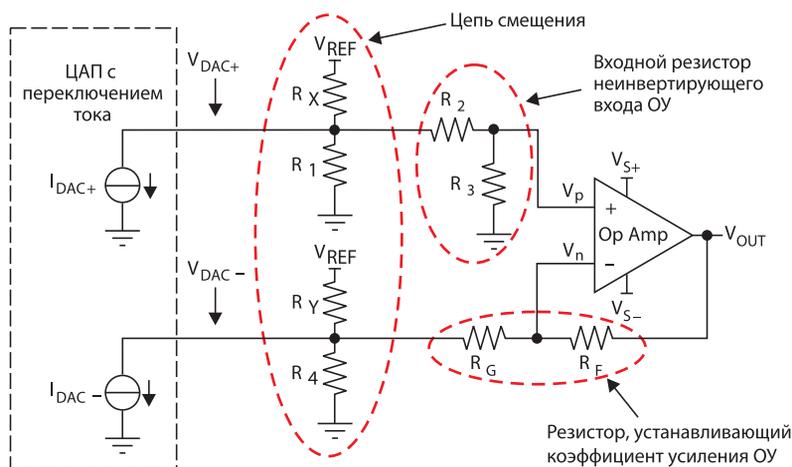


Рис. 3. Предлагаемая схема интерфейса ОУ

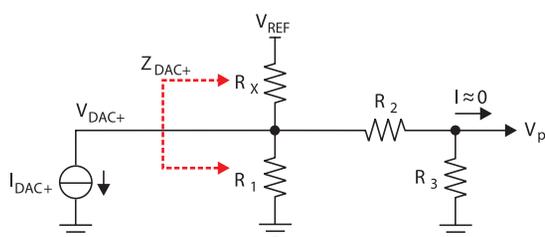


Рис. 4. Неинвертирующий вход анализируемой схемы

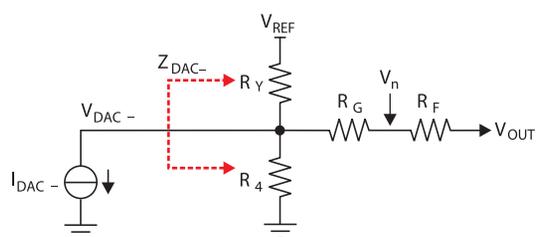


Рис. 5. Инвертирующий вход анализируемой схемы

При анализе схемы лучше разделить неинвертирующий и инвертирующий входы и провести для них отдельный расчет. При анализе мы будем полагать, что используется идеальный ОУ.

АНАЛИЗ СХЕМЫ СО СТОРОНЫ НЕИНВЕРТИРУЮЩЕГО ВХОДА

Часть схемы, связанная с неинвертирующим входом, показана на рисунке 4. Для анализа воспользуемся уравнением Кирхгофа для узла I_{DAC+}:

$$I_{DAC+} + \frac{V_{DAC+} - V_{REF}}{R_X} + \frac{V_{DAC+}}{R_1} + \frac{V_{DAC+}}{R_2 + R_3} = 0 \quad (1)$$

Выражение для входного импеданса будет выглядеть следующим образом:

$$Z_{DAC+} = R_X \parallel R_1 \parallel (R_1 + R_2). \quad (2)$$

Решая совместно уравнения (1) и (2) и учитывая требования проекта, схемотехник должен выбрать оптимальные значения сопротивлений. В настоящей статье приняты следующие допущения:

Выходной ток I_{DAC+} и размах напряжения V_{DAC+} определены разработчиком, который также устанавливает требования к величине Z_{DAC+}.

Для формирования V_{REF} используется, имеющееся в схеме напряжение.

Соотношение сопротивлений R₂/R₃ равно соотношению R_F/R_G — условие необходимое для баланса ОУ*.

Уравнение должно решаться при условии I_{DAC+} = 0 мА, т.к. при этом напряжение V_{DAC+} примет максимальное значение V_{DAC+(max)}.

Учитывая эти ограничения и решая совместно (1) и (2) получаем:

$$\frac{1}{R_1} = \frac{1}{Z_{DAC+} \left(1 + \frac{1}{\frac{V_{REF}}{V_{DAC+(max)}} - 1} \right)} - \frac{1}{R_2 + R_3}. \quad (3)$$

Вычислив значение R₁ и подставив его в (2) получим:

$$\frac{1}{R_X} = \frac{1}{Z_{DAC+}} - \frac{1}{R_1} - \frac{1}{R_2 + R_3}. \quad (4)$$

* Обратите внимание, что в ОУс обратной связи по напряжению желательно, чтобы импедансы на инвертирующем и неинвертирующем входах были одинаковы, для того чтобы избежать смещения, вызванного входными токами. В ОУс токовой обратной связи входные токи не зависят друг от друга, поэтому допустимо не балансировать импеданс, но желательно его минимизировать.

**АНАЛИЗ СХЕМЫ СО СТОРОНЫ
ИНВЕРТИРУЮЩЕГО ВХОДА**

Часть схемы, связанная с инвертирующим входом, показана на рисунке 5. В данном случае анализ будет более сложен, т.к. напряжение V_n на инвертирующем входе зависит и от напряжения V_p на неинвертирующем входе. В соответствии с законом Кирхгофа запишем уравнение токов для узла V_{DAC-} :

$$I_{DAC-} + \frac{V_{DAC-} - V_{REF}}{R_Y} + \frac{V_{DAC-}}{R_4} + \frac{V_{DAC-} - V_n}{R_G + R_3} = 0. \tag{5}$$

Входной импеданс можно выразить следующим образом:

$$Z_{DAC-} = \frac{V_{DAC-}}{I_{DAC-}}. \tag{6}$$

Учитывая, что: $V_p = V_{DAC+} \times R_3 / (R_2 + R_3)$ и $V_n = \alpha V_p$, перепишем (6) в следующем виде:

$$\frac{1}{Z_{DAC-}} = \frac{1}{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)} \times \left(\frac{1}{R_Y} + \frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_G} \right). \tag{7}$$

Используя алгебраические преобразования уравнений (5), (7) и учитывая допущения, принятые при анализе схемы со стороны неинвертирующего входа, получим решение для $1/R_4$. Заметьте, что решение получено, исходя из допущения $I_{DAC-} = 0$ мА. При этом напряжение на инвертирующем выходе ЦАП принимает минимальное значение: $V_{DAC+} = V_{DAC+(min)}$.

$$\frac{1}{R_4} = \frac{\frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{1 - \frac{R_G}{Z_{DAC-}}} + \left[\frac{V_{DAC+(min)} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right) - V_{DAC-(max)}}{V_{REF} - V_{DAC-(max)}} - 1 \right] \left(\frac{1}{R_G} \right)}{\frac{V_{DAC-(max)}}{V_{REF} - V_{DAC-(max)}} + 1}, \tag{8}$$

где: $k = R_3 / (R_2 + R_3)$.

Найденное значение $1/R_4$ используем для определения $1/R_Y$:

$$\frac{1}{R_Y} = \frac{1 - \frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_G}}{Z_{DAC-}} - \left(\frac{1}{R_4} + \frac{1}{R_G} \right). \tag{9}$$

Заметим, что коэффициент α отражает разницу напряжений на входах ОУ. В ОУ с обратной связью по напряжению величина α определяется коэффициентом усиления ОУ. В ОУ с токовой обратной связью α — коэффициент усиления входного буфера усилителя.

**ВЫЧИСЛЕНИЕ
ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ**

Для определения выходного напряжения применим метод суперпозиции. Мы рассматриваем ЦАП с втекающим током, который должен быть преобразован в выходное «противоположно направленное» напряжение. Это означает, что когда большая часть тока ЦАП втекает в положительный вход, напряжение на выходе ОУ должно быть отрицательной полярности. Если большая часть тока ЦАП втекает в отрицательный вход, напряжение на выходе ОУ должно быть положительное. Сказанное означает, что в приведенных ниже соотношениях токи всегда отрицательны или равны нулю.

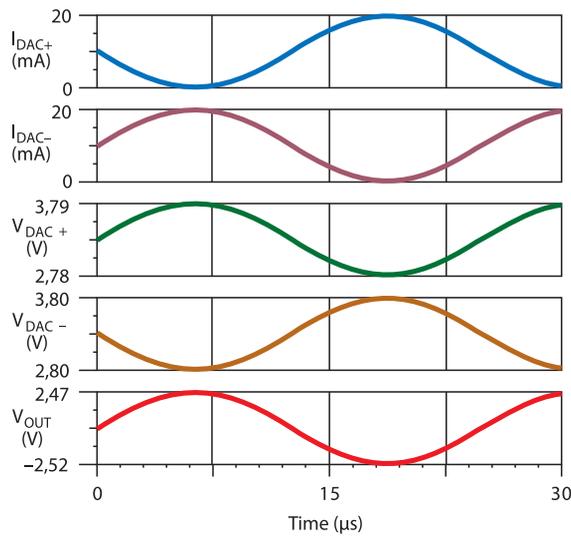
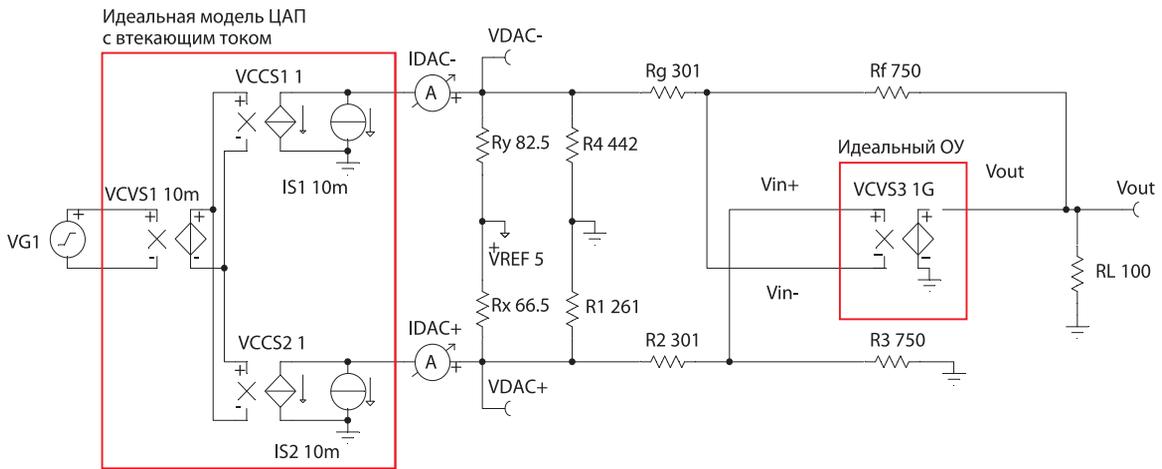


Рис. 6. Симуляция интерфейса ЦАП втекающим током и ОУ

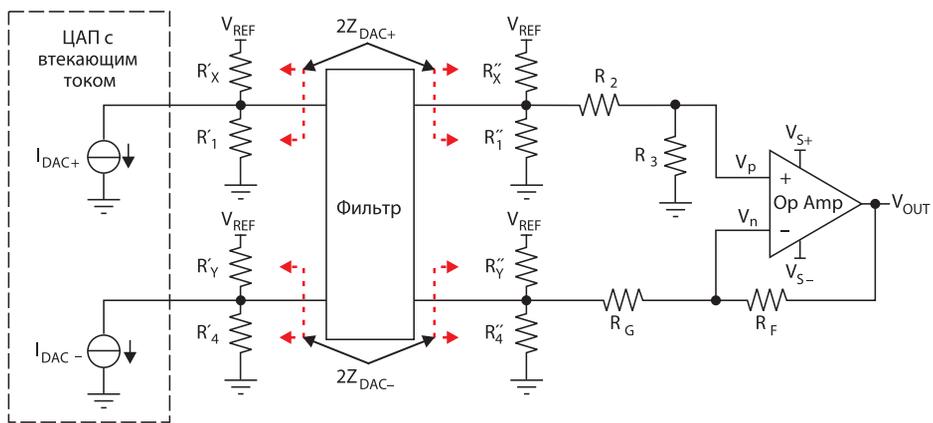


Рис. 7. Фильтр ЦАП

Выходное напряжение, обусловленное опорным напряжением V_{REF} со стороны неинвертирующего входа составит:

$$V_{OUT_V_{p(DC)}} = \left(1 + \frac{R_F}{R_G + R_Y \parallel R_4} \right) \times \left[V_{REF} \times \frac{R_1 R_3}{R_1 (R_2 + R_3) + R_X (R_1 + R_2 + R_3)} \right].$$

Выходное напряжение, обусловленное выходным током I_{DAC+} ЦАП, со стороны неинвертирующего входа составит:

$$V_{OUT_V_{p(DAC)}} = \left(1 + \frac{R_F}{R_G + R_Y \parallel R_4} \right) \times \left[I_{DAC+} \times \frac{R_X R_1 R_3}{R_X R_1 + (R_1 + R_X) (R_2 + R_3)} \right].$$

Выходное напряжение, обусловленное опорным напряжением V_{REF} со стороны инвертирующего входа составит:

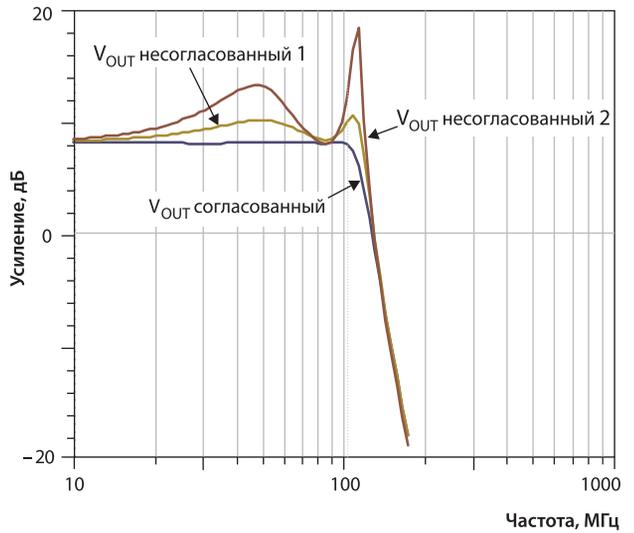


Рис. 8. Симуляция функции преобразования в частотной области с согласованными и несогласованными встроеными фильтрами

$$V_{OUT_V_{n(DC)}} = - \left(V_{REF} \times \frac{R_4}{R_Y + R_4} \times \frac{R_F}{R_G + R_Y \parallel R_4} \right).$$

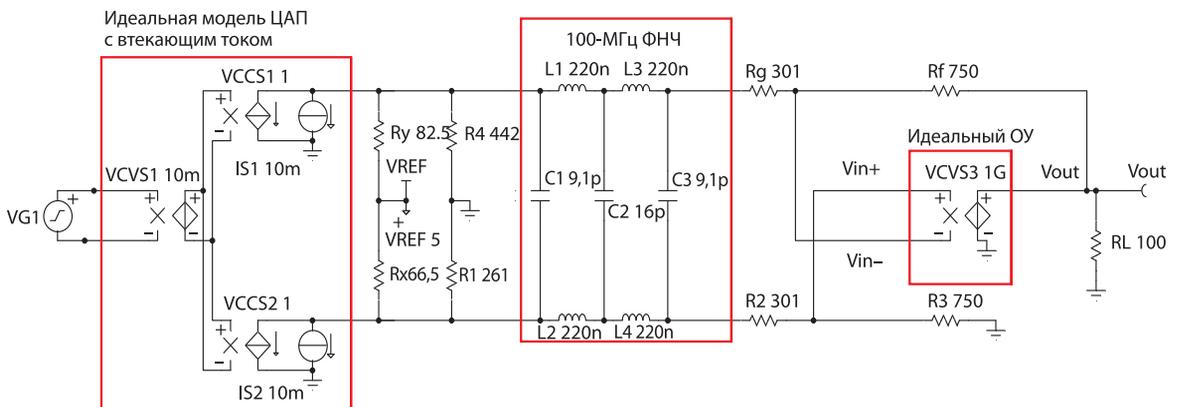
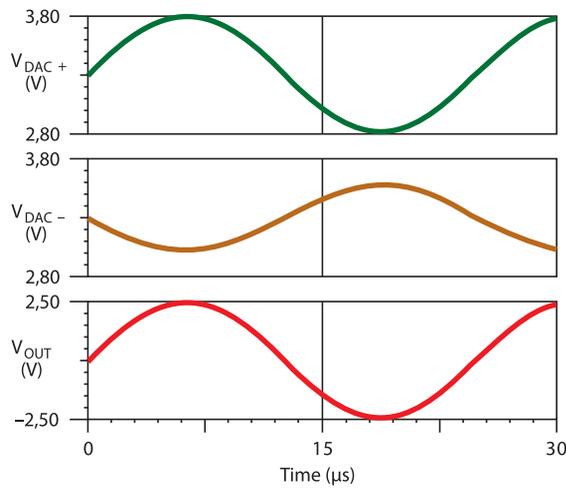


Рис. 9. Схемный симулятор TSW3070 (несбалансированный вариант)

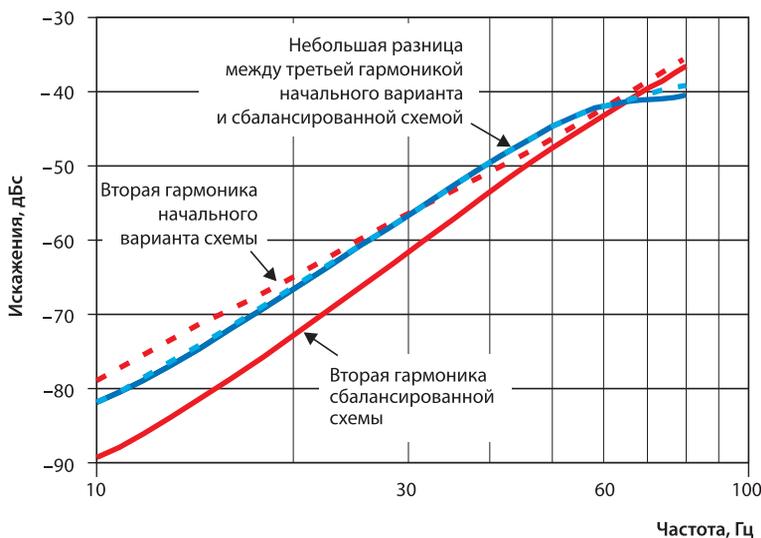


Рис. 10. Гармонические искажения со сбалансированным и несбалансированным импедансами

Выходное напряжение, обусловленное выходным током I_{DAC-} ЦАП, со стороны инвертирующего входа составит:

$$V_{OUT_Vn(DAC)} = - \left(I_{DAC-} \times \frac{R_Y R_4 R_F}{R_Y R_4 + R_G R_4 + R_Y R_G} \right).$$

Суммируя все четыре составляющие, получим выражение для выходного напряжения:

$$V_{OUT} = V_{OUT_VP(DC)} + V_{OUT_VP(DAC)} + V_{OUT_VN(DC)} + V_{OUT_VN(DAC)}. \tag{10}$$

Если принять допущения: $I_{DAC-} = I_{DAC+}$; $Z = Z_{DAC-} = Z_{DAC+}$; $R_F/R_G = R_2/R_3$, то выражение для выходного напряжения можно заметно упростить:

$$\frac{V_{OUT}}{I_{DAC}} = 2Z \times \frac{R_F}{R_G}. \tag{11}$$

ПРИМЕР ПРОЕКТИРОВАНИЯ И СИМУЛИРОВАНИЯ

Для примера рассмотрим процесс проектирования NMOS ЦАП, рассмотренный ранее с опорным стабилизированным напряжением $AV_{DD} 3,3 \pm 0,5$ В. Полная шкала ЦАП: 20 мА. Напряжение питания схемы: ± 5 В и $V_{REF} = 5$ В. Задано, что при $I_{DAC\pm} = 20$ мА напряжение $V_{DAC\pm} = \pm 1$ В. Таким образом, $Z_{DAC} = 50$ Ом. Учитывая ранее принятые допущения, выбираем ОУ с токовой обратной связью THS3095 и $R_F = R_3 = 750$ Ом. Коэффициент усиления от $V_{DAC\pm}$ к выходу схемы определится соотношением резисторов $R_F/R_G = R_2/R_3$, откуда R_G вычисляется следующим образом:

$$R_G = R_2 = R_F \times \frac{V_{DAC\pm}}{V_{OUT}} = 750 \text{ Ом} \times \frac{2(1\text{В})}{5\text{В}} = 300 \text{ Ом}.$$

Выбираем ближайшее стандартное значение ряда для резисторов с допуском 1% и получаем 301 Ом.

Подставляя полученные значения в выражения (3), (4), (8) и (9), находим: $R_1 = 259,8$ Ом; $R_X = 65,8$ Ом; $R_4 = 447,2$ Ом; $R_Y = 82,9$ Ом. Выбираем ближайшие стандартные значения: $R_1 = 261$ Ом; $R_X = 66,5$ Ом; $R_4 = 442$ Ом; $R_Y = 82,5$ Ом.

Пример расчета можно посмотреть в таблице Excel (<http://www.ti.com/lit/zip/slyt359>) в файле DAC_Sink_to_Op_Amp_Wksht.xls. Применение SPICE-симулятора — отличный способ проверить работу схемы, параметры которой определены расчетным путем. Симулятор есть в свободном доступе (www.ti.com/tina-ti). Для проверки схемы можно использовать пример, показанный в файле DAC_Sink_to_Op_Amp_No_Filter.TSC.

Схема симуляции и полученные кривые приведены на рисунке 6. Здесь: I_{DAC-} и I_{DAC+} — токи ЦАП; V_{DAC-} V_{DAC+} — выходные напряжения ЦАП; V_{OUT} — выходное напряжение ОУ. ЦАП с втекающим током и ОУ рассматривались как идеальные элементы, поэтому получились ожидаемые результаты, соответствующие приведенным выше расчетным соотношениям. На практике характеристики значительно зависят от выбранных микросхем.

СГЛАЖИВАЮЩИЕ ФИЛЬТРЫ ЦАП

Выходной сигнал ЦАП содержит помимо полезного сигнала еще сигнал с частотой, равной частоте опроса — наложение спектров. Для уменьшения амплитуды этого сигнала используют фильтр, который подключается непосредственно на выход ЦАП, перед ОУ. Особенно важна фильтрация для многочастотных модулированных сигналов, т.к. при этом интермодуляция второго порядка, возникшая из-за помех от частоты преобразования, попадает в основную полосу частот.

Проектирование фильтров не является темой настоящей статьи, и мы не будем детально их анализировать, но рассмотрим основные принципы, которые позволят вычислить его параметры, а также входной и выходной импедансы. Нахождение импедансов фильтра, в принципе, несложная задача, но их знание позволяет облегчить поиск компонентов фильтра.

На рисунке 7 показана схема включения фильтра. Резисторы R_1 , R_X , R_4 и R_Y заменены на эквивалентные до и после фильтра. При этом:

$$\begin{aligned} R_1 &= R_1' \parallel R_1''; \\ R_X &= R_X' \parallel R_X''; \\ R_4 &= R_4' \parallel R_4''; \\ R_Y &= R_Y' \parallel R_Y''. \end{aligned}$$

В этом случае импеданс со стороны каждого вывода фильтра составляет $2Z_{DAC+}$. После алгебраических преобразований можно записать следующие выражения:

$$\frac{1}{R'_1} = \frac{1}{2Z_{DAC+} \left(1 + \frac{1}{\frac{V_{REF}}{V_{DAC+(max)}} - 1} \right)}; \quad (12)$$

$$\frac{1}{R'_X} = \frac{1}{2Z_{DAC+}} - \frac{1}{R'_1} - \frac{1}{R_2 + R_3}; \quad (15)$$

$$\frac{1}{R''_1} = \frac{1}{2Z_{DAC+} \left(1 + \frac{1}{\frac{V_{REF}}{V_{DAC+(max)}} - 1} \right)} - \frac{1}{R_2 + R_3}; \quad (13)$$

$$\frac{1}{R'_4} = \frac{\left[\frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{1 - \frac{R_G}{2Z_{DAC-}}} \right]}{\frac{V_{DAC-(max)}}{V_{REF} - V_{DAC-(max)}} + 1}; \quad (16)$$

$$\frac{1}{R'_X} = \frac{1}{2Z_{DAC+}} - \frac{1}{R'_1}; \quad (14)$$

$$\frac{1}{R''_4} = \frac{1 - \frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_G}}{2Z_{DAC-}} + \frac{\left[\frac{V_{DAC+(min)} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R'_2 + R_3} \right) - V_{DAC-(max)}}{V_{REF} - V_{DAC-(max)}} - 1 \right] \left(\frac{1}{R_G} \right)}{\frac{V_{DAC-(max)}}{V_{REF} - V_{DAC-(max)}} + 1}; \quad (17)$$

$$\frac{1}{R'_Y} = \frac{1 - \frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_G}}{2Z_{DAC-}} - \frac{1}{R'_4}; \quad (18)$$

$$\frac{1}{R''_Y} = \frac{1 - \frac{Z_{DAC+} \times \alpha \left(\frac{R_3}{R_2 + R_3} \right)}{R_G}}{2Z_{DAC-}} - \left(\frac{1}{R'_4} + \frac{1}{R_G} \right). \quad (19)$$

Приведенные выше уравнения легко решить с использованием таблиц Excel (<http://www.ti.com/lit/zip/slyt359>). Откройте файл DAC_Sink_to_Op_Amp_Wksht.xls, затем выберите «DAC Sink to Op Amp, With Filter». Для проверки полученных решений удобно воспользоваться SPICE-симулятором TINA-TI. Откройте файл Sink_to_Op_Amp_With_Filter.TSC для просмотра примера.

Чтобы показать эффект балансировки импеданса фильтра с полосой 100 МГц, рассмотрим фильтр с входным и выходным импедансом равным 100 Ом. На верхней схеме фильтр включен между смещающими резисторами и ОУ, импеданс фильтра не сбалансирован — пометка: « V_{OUT} No Match1». На нижней схеме фильтр включен между ЦАП и смещающими резисторами, импеданс фильтра не сбалансирован — пометка: « V_{OUT} No Match2». На схеме в центре цепь смещения спроектирована для 100 Ом сбалансированного импеданса — пометка: « V_{OUT} Matched».

Кривые выходных напряжений и токов ЦАП для всех перечисленных случаев те же, что и на рисунке 6, но амплитудно-частотная характеристика (см. рис. 8) показывает, что в случае несогласованного импеданса заметно возрастает ее неравномерность. На оценочной плате TSW3070 компании Texas Instruments, показанной на рисунке 9, представлена хорошо сбалансированная схема, обеспечивающая согласование для 100 МГц ФНЧ. Однако симуляция первого варианта этой схемы показала, что импеданс со стороны ЦАП все же не вполне сбалансирован — напряжение V_{DAC+} не зеркально напряжению V_{DAC-} , после чего схема была доработана — импеданс полностью сбалансировали.

На рисунке 10 показаны результаты испытаний, которые были проведены до и после доработки схемы. Как видно из рисунка, полное согласование импедансов позволило уменьшить вторую гармонику почти на 10 дБ (в зависимости от частоты), в то время как третья гармоника практически не изменилась.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье рассмотрено использование ОУ для преобразования комплементарного токового выходного сигнала ЦАП к асимметричному выходному сигналу напряжения. Даны уравнения и методика выбора номиналов компонентов для получения выходного напряжения ЦАП и балансировки входа ОУ для улучшения параметров выходного сигнала. Также рассмотрены вопросы фильтрации сигнала. Показано, что фильтр желательно располагать перед ОУ.

ЛИТЕРАТУРА

<http://amplifier.ti.com/>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5675a.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5681.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5682z.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5686.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5687.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/dac5688.html>
<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/th3095.html>
http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tina-ti.html?DCMP=hpa_amp_general&HQ5=Other+OT+tina-ti
http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tsw3070evm.html?DCMP=hpa_dc_general&HQ5=NotApplicable+OT+tsw3070

Применение топологии с многопетлевой обратной связью в полностью дифференциальных активных фильтрах с бесконечным коэффициентом усиления

ТОМАС КЮЛЬ (THOMAS KUEHL), инженер по применению, Texas Instruments

В статье рассказывается о возможностях синтеза фильтров, которые предоставляет программное обеспечение TI's FilterPro™. В частности рассматриваются вопросы проектирования асимметричного МПОС-фильтра, а также преобразования фильтра низких частот (ФНЧ) с асимметричным входом/выходом к полностью дифференциальному ФНЧ.

Активные фильтры обычно используют в цепях формирования аналоговых сигналов. В ряде случаев фильтры применяют для уменьшения полосы пропускания с тем, чтобы снизить уровень шума. Один из примеров использования сглаживающих фильтров — включение его на входе АЦП. Другой пример использования фильтра — подключение его на выход дельта-сигма ЦАП для уменьшения высокочастотных составляющих, возникающих вследствие наложения спектра.

В общем случае фильтры подразделяются на фильтры низких частот (ФНЧ), высоких частот (ФВЧ) и полосовые фильтры (ПФ). Амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) ПФ носит либо заграждающий характер — не пропускается определенная полоса частот, либо, напротив — ограничивается полоса пропускания фильтра. По параметрам АЧХ фильтры подразделяются на фильтры Баттерворта, Бесселя и Чебышева.

Программное обеспечение для синтеза фильтров доступно из ряда источников, среди которых и Texas Instruments. Программное обеспечение TI's FilterPro™ позволяет в режиме онлайн спроектировать любой из вышеперечисленных фильтров.

В дифференциальных усилителях и схемах смешанных сигналов, например АЦП, есть возможность ослабить синфазную составляющую сигнала и шумы [1], что является важным преимуществом по сравнению со схемами с асимметричными входами/выходами. В последних нежелательные шумы и сигналы могут смешиваться с полезным сигналом. Дифференциальные схемы более сложны, и в них используется большее число пассивных компонентов, но улучшение характеристик схемы оправдывает такое усложнение. Подобно дифференциальным усилителям, дифференциальные фильтры также ослабляют синфазную составляющую сигнала. Чаще всего разработчики применяют ФНЧ. Другие типы фильтров, конечно, тоже используются, но не столь часто как ФНЧ.

Фильтры Саллена-Кея с многопетлевой обратной связью (МПОС) хорошо известны. Их популярность объясняется тем, что для их построения требуется один ОУ, реализующий каскад второго порядка. Существуют и альтернативные топологии фильтров,

обеспечивающие очень точные характеристики и низкую чувствительность к разбросу номиналов применяемых компонентов, но для их реализации требуется 2 или 4 ОУ с каскадами второго порядка и несколько дополнительных прецизионных пассивных компонентов. Использование одного или более каскадов фильтров Саллена-Кея с МПОС часто обеспечивает необходимый уровень фильтрации, и не требуется использовать фильтры иной топологии.

Фильтры с МПОС — одна из немногих топологий хорошо подходящих для построения полностью дифференциальных активных фильтров. Обратная связь с выхода ОУ подается только на инвертирующий вход. Неинвертирующий вход используется для смещения либо от потенциала земли, либо от синфазного напряжения. Базовая топология фильтра с МПОС для асимметричного сигнала может использоваться для построения полностью дифференциального (ПД) фильтра с такой же АЧХ.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФИЛЬТРА С АСИММЕТРИЧНЫМ ВХОДОМ/ВЫХОДОМ К ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОМУ ФИЛЬТРУ

Справочные библиотеки по фильтрам не всегда разъясняют методы подобного преобразования, хотя знание методики поможет сократить время проектирования. Например, в FilterPro компании TI предложена методика выбора дифференциальных ФНЧ и ФВЧ, но не для дифференциальных ПФ.

Проектирование асимметричного МПОС-фильтра с помощью FilterPro послужит отправной точкой. Рассмотрим 10 кГц фильтр Баттерворта ($Q = 0,707$) второго порядка, показанный на рисунке 1. Фильтр Баттерворта имеет наиболее плоскую АЧХ в полосе пропускания, что желательно для большинства аналоговых трактов. В фильтре Баттерворта более высокого порядка АЧХ еще более плоская, и возрастает ослабление сигнала за полосой пропускания. Фильтр второго порядка в нашем примере обеспечивает спад 40 дБ на декаду в той части АЧХ, которая лежит за частотой среза (частота на которой происходит ослабление на 3 дБ).

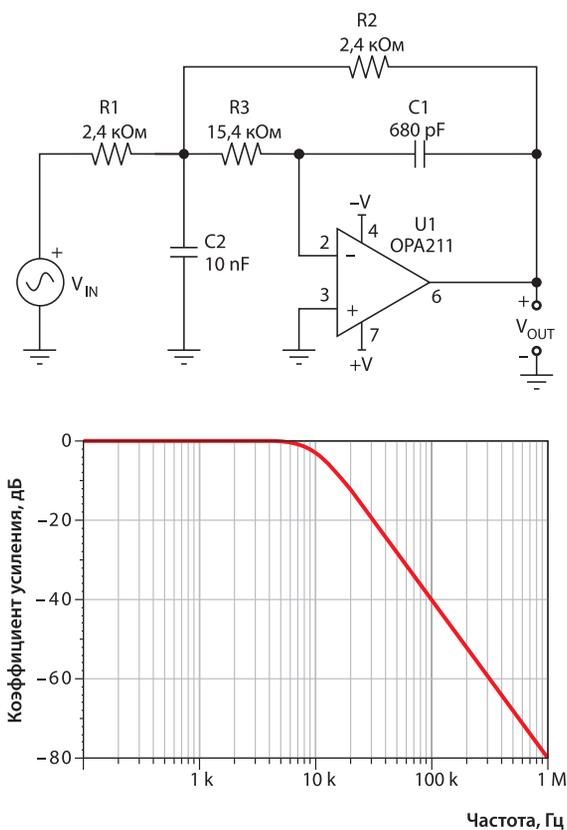


Рис. 1. 10-кГц асимметричный ФНЧ Баттерворта с МПОС

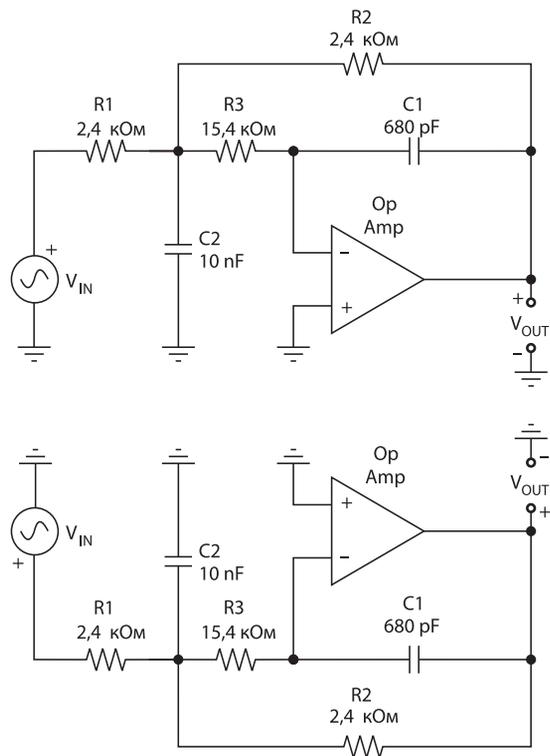


Рис. 2. Построение зеркального асимметричного ФНЧ с МПОС

Выберем $C2 = 100$ нф, величину остальных компонентов найдем, отталкиваясь от значения $C2$. FilterPro позволяет ввести величину конденсатора и входного резистора. Полученные в результате расчета номинальные значения будут индцированы на дисплеи — указаны на схеме фильтра. Будут указаны стандартные значения номинальных величин. Резисторы обычно выбираются из ряда стандартных значений с допуском $\pm 1\%$ (если потребуется, то и с допуском $\pm 0,1\%$), а величины емкостей из ряда значений с допусками $\pm 5\%$, $\pm 2\%$ и $\pm 1\%$. Компоненты с небольшим разбросом значений используются для построения прецизионных фильтров.

10 кГц фильтр ФНЧ Баттерворта, показанный на рисунке 1, спроектирован на прецизионном ОУ OPA211, хорошо подходящем для этой цели — широкая полоса пропускания, большой коэффициент усиления. Другие ОУ также могут использоваться, но они должны иметь достаточную полосу единичного усиления.

Преобразование ФНЧ с асимметричным входом/выходом к ПД ФНЧ — довольно простая задача и состоит из следующих шагов:

- нарисуйте зеркальное отражение асимметричного ФНЧ;
- соедините заземленные компоненты;
- замените асимметричный ОУ и его зеркальное отражение полностью дифференциальным усилителем (ПДУ)

На рисунке 2 показан асимметричный ФНЧ и его зеркальное отражение, иллюстрирующее п. 1 и 2. Выводы ПДУ не требуется соединять с землей как в обычном

ОУ, также для ПДУ не нужен и разделенный источник сигнала (см. рис. 2). Конденсаторы $C2$ асимметричных ФНЧ при этом соединяются последовательно, поэтому их можно объединить в один: его величина составит 5 нФ — эквивалентная двум последовательно включенным 10 нФ конденсаторам. Два обычных ОУ заменяются на ПДУ OPA1632 — высококачественный аудиоусилитель. Результат представлен на рисунке 3. АЧХ полностью дифференциального фильтра точно такая же, как и асимметричного.

При синтезе ПД ФНЧ мы заменили $C2$ эквивалентным значением, однако оно не всегда соответствует стандартному ряду значений. Например, если в асимметричном фильтре величина $C2$ была $4,7$ нФ, в ПД ФНЧ она составит $2,35$ нФ — это нестандартное значение. Однако в этом случае FilterPro подберет ближайшее значение из стандартного ряда и скорректирует значение резисторов таким образом, чтобы АЧХ не изменилась.

Процедура преобразования асимметричных ПФ и ФВЧ в ПД-фильтры столь же проста, как и описанная выше. Так же, как и в случае ФНЧ, резисторы и конденсаторы, соединяющиеся последовательно при переходе от асимметричных фильтров к ПД-фильтрам, заменяются одним компонентом, но величина эквивалентного резистора удваивается.

На рисунке 4 представлен пример ПД ПФ с центральной частотой 10 кГц и ширина полосы ослабления — 3 дБ составляет 1 кГц. Коэффициент усиления: 10 В/В при $Q_{bp} = 10$ (f_c/BW_{-3dB}). Этот ПД ПФ получен таким же образом, как и описанный выше ПД ФНЧ. Величина резистора $R3$ представляет собой удвоенное значение аналогичного резистора асимметричного фильтра.

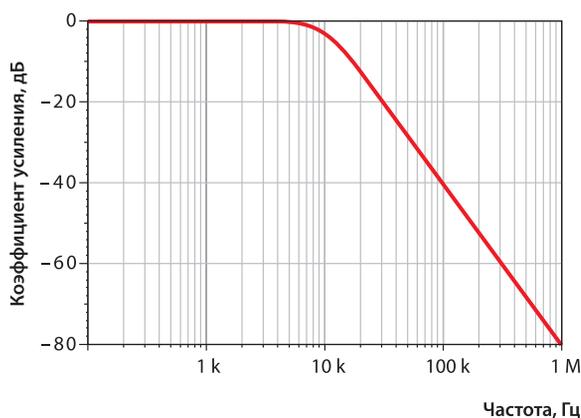
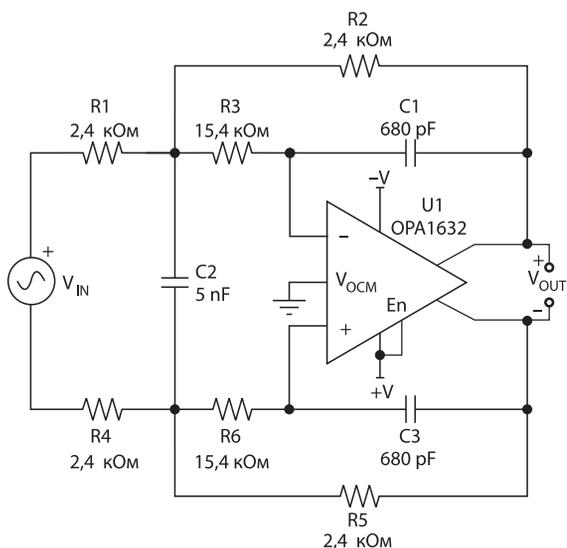


Рис. 3. Преобразованный 10 кГц ПД ФНЧ Баттерворта второго порядка

**АКТИВНЫЙ ФИЛЬТР
С ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫМ ВХОДОМ
И АСИММЕТРИЧНЫМ ВЫХОДОМ**

До сих пор мы обсуждали асимметричные и ПД-фильтры. Однако во многих приложениях требуются фильтры с дифференциальным входом и асимметричным выходом. Например, выход датчиков и преобразователей зачастую дифференциальный, а дальнейшая схема асимметрична. Конечно, в ПД-фильтре можно использовать только один выход, но в этом случае применение ПДУ будет явно избыточным. Число ПДУ достаточно велико, однако их параметры варьируются гораздо меньше, нежели у обычных ОУ. Поэтому для рассматриваемого случая более оправдан и экономичен выбор обычных ОУ с асимметричным входом и выходом.

ОУ с дифференциальным входом и асимметричным выходом похож отчасти на ПДУ — параметры функционирования устанавливаются с помощью четырех резисторов или импедансов. Пример схемы приведен на рисунке 5. Заметьте, что используются прецизионные резисторы — это необходимо для ослабления синфазной составляющей входного сигнала.

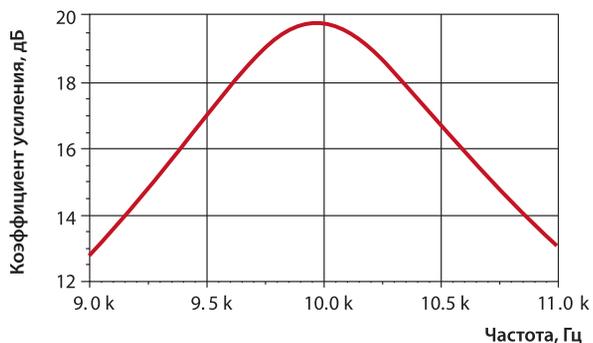
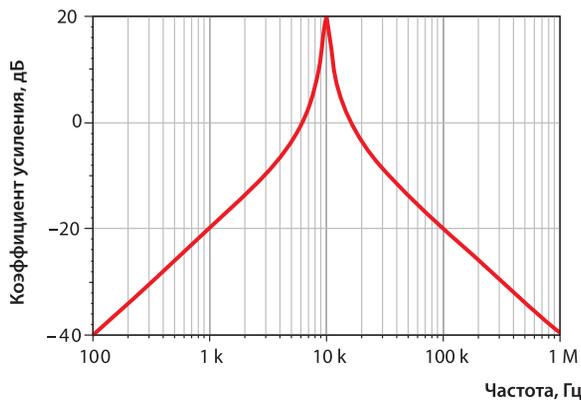
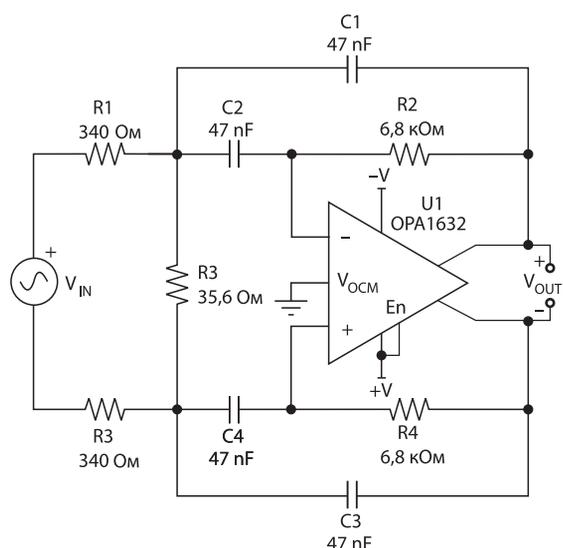
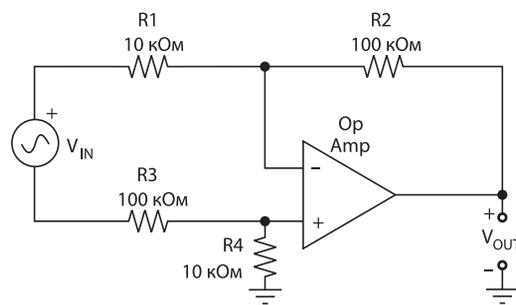


Рис. 4. 10-кГц ($Q = 10$) ПД ФФ фильтр Баттерворта второго порядка



$$V_{OUT} = V_{IN} \times \left[\frac{-R2}{R1} + \frac{R4}{R3 \times R4} \times \left(1 + \frac{R2}{R1} \right) \right]$$

Рис. 5. Базовая схема дифференциального усилителя

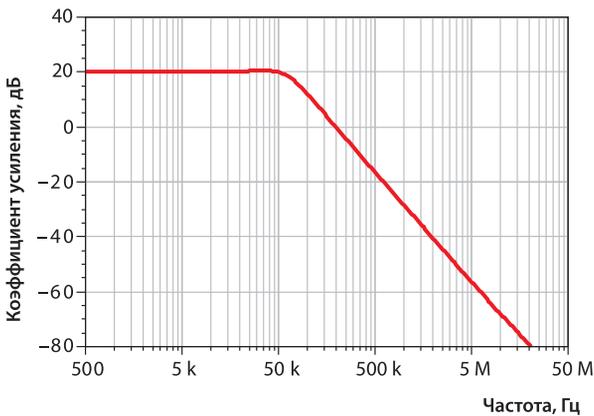
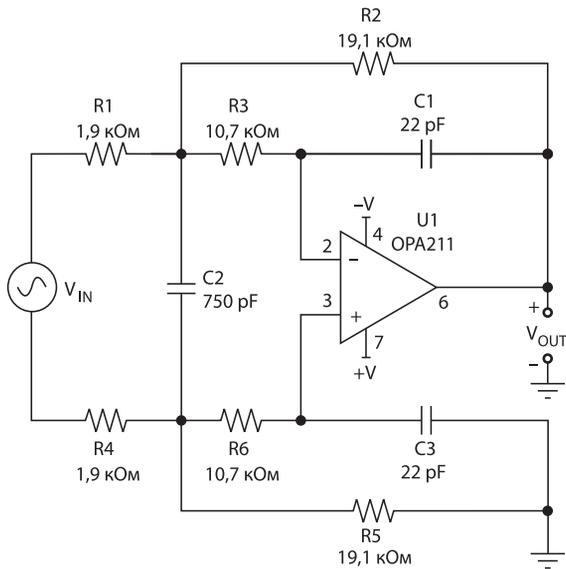


Рис. 6. 50-кГц чебышевский ФНЧ второго порядка с неравномерностью 0,5 дБ с дифференциальным входом и асимметричным выходом ($A_v = 10$ В/В)

Процедура преобразования асимметричного фильтра в фильтр с дифференциальным входом и асимметричным выходом та же, что и при создании ПД-фильтра. Только ПДУ заменяется обычным ОУ. Вместо соединения дифференциального выхода с неинвертирующим входом ПДУ нижняя цепь обратной связи подключается к земле. Результат преобразования показан на рисунке 6. Параметры схемы и АЧХ показаны для 50 кГц ФНЧ с дифференциальным входом и асимметричным выходом чебышевского фильтра с неравномерностью 0,5 дБ. Коэффициент усиления: 10 В/В. Таким же образом строятся ФВЧ- и ПФ-фильтры с дифференциальным входом и асимметричным выходом.

АНАЛИЗ РЕАЛЬНОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Использование программного обеспечения наподобие FilterPro упрощает расчеты, но надо понимать, что расчетные номинальные значения компонентов не всегда могут отвечать требованиям приложения. Например, значения емкости или сопротивления могут не соответствовать допустимым нагрузкам датчиков и преобразова-

телей, подключаемых ко входу фильтра или нагрузочной способности ОУ.

При использовании ПДУ, например OPA1632, проектировщик всегда посмотрит справочную документацию при выборе резисторов обратной связи, а затем уже введет задание на расчет фильтра. OPA1632 — малощумящий усилитель с плотностью шума около $1,3$ нВ/ $\sqrt{\text{Гц}}$ (10 кГц). У проектировщика может возникнуть соблазн использовать резистор с большим номинальным сопротивлением, чтобы уменьшить номинал конденсатора, но в этом случае тепловой шум резистора может превысить шум усилителя. Также следует учесть, что емкость входа микросхемы в купе с большим резистором может создать дополнительный полюс и исказить АЧХ, а также привести к фазовому сдвигу. Поэтому в фильтрах с широкополосным усилителем наподобие OPA1632 следует использовать резисторы с сопротивлением небольшой величины.

Схожие предостережения можно высказать и при использовании обычных ОУ. Иногда схемотехник может видеть, что реальная АЧХ не совпадает с расчетной. Могут различаться коэффициенты усиления, частота среза или центральная частота и т.д. Наиболее часто причина в том, что ОУ имеет недостаточно большой коэффициент усиления с замкнутой обратной связью на частотах, близких к полосе пропускания фильтра.

Может потребоваться очень большая полоса пропускания ОУ, особенно при увеличенной полосе пропускания фильтра, при большом усилении фильтра и при повышенном требовании к равномерности АЧХ. Для фильтров с МПОС рекомендуется, чтобы каждый каскад фильтра имел коэффициент Q около 10 или меньше.

FilterPro проводит вычисление GBW и для ФНЧ, и для ФВЧ-фильтров. Упрощенно:

$$GBW_{\text{section}} = G \times f_n \times Q$$

где G — коэффициент усиления каскада;

f_n — собственная частота;

$Q = 1/2\beta$ — коэффициент демпфирования.

FilterPro выводит в табличном виде значения GBW (обозначается GBP), G , f_n , Q для каждого каскада. Упрощенная аппроксимация GBW_{section} должна служить отправной точкой для анализа. Более точное выражение содержится в [2]. Многие усилители имеют довольно точные SPICE-модели, это относится и к OPA211, и к OPA1632, упомянутым в статье. Поэтому результаты расчета могут быть проверены с помощью симулятора TINA-TI компании Texas Instruments. Тест на симуляторе точно отразит частотные и динамические свойства фильтра. При симуляции можно будет увидеть и искажения, возникающие в усилителях. Проверка на симуляторе — хорошее средство верификации разработки перед ее использованием.

ЛИТЕРАТУРА

J im Karki. Fully differential amplifiers remove noise from common-mode signals//EDN (November 9, 2000), pp. 149–156.

Ron Mancini, Ed. Op Amps for Everyone//Design Reference, Section 16.8.4, pp. 16-53–16-54// <http://www-s.ti.com/sc/techlit/slod006>

<http://focus.ti.com/analog/docs/amplifiersandlinearhome.tsp?familyId=57&contentType=4>

<http://www.ti.com/sc/device/OPA211>

<http://focus.ti.com/docs/prod/folders/print/opa1632.html>

http://focus.ti.com/docs/toolsw/folders/print/tina-ti.html?DCMP=hpa_amp_general&HQ5=Other+OT+tina-ti

Index of Articles

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition			
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 MSP430F123 Flash 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

Title	Issue	Page	Lit. No.
Data Acquisition (Continued)			
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
A DAC for all precision occasions	3Q, 2008	5	SLYT300
Stop-band limitations of the Sallen-Key low-pass filter	4Q, 2008	5	SLYT306
Power Management			
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 InfiniBand SM 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
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
Power Management (Continued)			
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-V _{OUT} linear regulator with 80% efficiency and P _{LOST} < 1 W	.4Q, 2006	10	SLYT254
bq25012 single-chip, Li-ion charger and dc/dc converter for <i>Bluetooth</i> ® 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
Interface (Data Transmission)			
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

Title	Issue	Page	Lit. No.
Amplifiers: Audio			
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
Amplifiers: Op Amps			
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 I_Q 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

Title	Issue	Page	Lit. No.
-------	-------	------	----------

Low-Power RF

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

General Interest

Synthesis and characterization of nickel manganite from different carboxylate precursors for thermistor sensors	February 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

TI Worldwide Technical Support

Internet

TI Semiconductor Product Information Center Home Page

support.ti.com

TI Semiconductor KnowledgeBase Home Page

support.ti.com/sc/knowledgebase

Product Information Centers

Americas	Phone	+1(972) 644-5580
Brazil	Phone	0800-891-2616
Mexico	Phone	0800-670-7544
	Fax	+1(972) 927-6377
	Internet/Email	support.ti.com/sc/pic/americas.htm

Europe, Middle East, and Africa

Phone	
European Free Call	00800-ASK-TEXAS (00800 275 83927)
International	+49 (0) 8161 80 2121
Russian Support	+7 (4) 95 98 10 701

Note: The European Free Call (Toll Free) number is not active in all countries. If you have technical difficulty calling the free call number, please use the international number above.

Fax	+ (49) (0) 8161 80 2045
Internet	support.ti.com/sc/pic/euro.htm

Japan

Fax	International	+81-3-3344-5317
	Domestic	0120-81-0036
Internet/Email	International	support.ti.com/sc/pic/japan.htm
	Domestic	www.tij.co.jp/pic

Asia

Phone	
International	+91-80-41381665
Domestic	<u>Toll-Free Number</u>
Australia	1-800-999-084
China	800-820-8682
Hong Kong	800-96-5941
India	1-800-425-7888
Indonesia	001-803-8861-1006
Korea	080-551-2804
Malaysia	1-800-80-3973
New Zealand	0800-446-934
Philippines	1-800-765-7404
Singapore	800-886-1028
Taiwan	0800-006800
Thailand	001-800-886-0010
Fax	+886-2-2378-6808
Email	tiasia@ti.com or ti-china@ti.com
Internet	support.ti.com/sc/pic/asia.htm

Important Notice: The products and services of Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries described herein are sold subject to TI's standard terms and conditions of sale. Customers are advised to obtain the most current and complete information about TI products and services before placing orders. TI assumes no liability for applications assistance, customer's applications or product designs, software performance, or infringement of patents. The publication of information regarding any other company's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

A093008

Auto-Track, FilterPro, Impedance Track, PowerPump, SWIFT, and *TurboTrans* are trademarks of Texas Instruments. TINA-TI is a trademark of Texas Instruments and DesignSoft, Inc. Adobe, Acrobat, and Reader are registered trademarks of Adobe Systems Incorporated. The *Bluetooth* word mark and logos are owned by the Bluetooth SIG, Inc., and any use of such marks by Texas Instruments is under license. Celeron is a trademark and StrataFlash is a registered trademark of Intel Corporation. Excel and Microsoft are registered trademarks of Microsoft Corporation. InfiniBand is a service mark of the InfiniBand Trade Association. ZigBee is a registered trademark of the ZigBee Alliance. All other trademarks are the property of their respective owners.

SLYT353