

ЖУРНАЛ ДЛЯ ТЕХ, КТО ИНТЕРЕСУЕТСЯ ЭЛЕКТРОНИКОЙ

WWW.RLOCMAN.RU



App Store

Google play

РАДИОЛОЦМАН

СЕНТЯБРЬ 2016 (64)



Оптический датчик,
не требующий
тонкой настройки

52

От радаров до тестеров смартфонов:
Analog Devices расширяет
сферу применения высокоточных ЦАП

5

Как измерить зависимость
емкости от напряжения
для многослойного
керамического конденсатора

56



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

Официальные версии только здесь: без регистрации и назойливой рекламы, с высокой скоростью скачивания.

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

Подберите оптимального поставщика
электронных компонентов, измерительной и электронной техники.
Цены, условия поставки и доставки.

РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



odnoklassniki.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

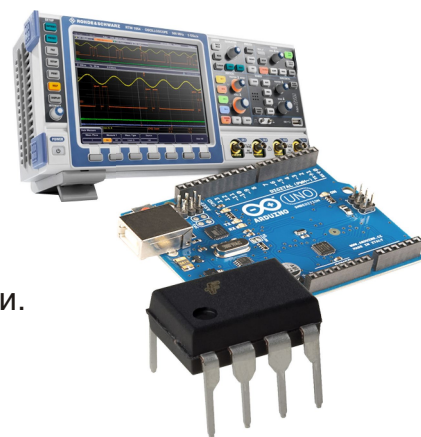


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Гаврилюк
Д. Иоффе
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
А. Прокопьев
Н. Радунцева
М. Русских

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

По вопросам размещения
рекламы, публикации
авторских материалов, с
замечаниями и пожеланиями
обращаться:

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

Официальные версии
журнала распространяются
бесплатно и без регистрации
только на сайте
РадиоЛоцман

При любом использовании материалов, опубликованных в журнале, ссылка на РадиоЛоцман обязательна. Полное или частичное воспроизведение или тиражирование каким бы то ни было способом материалов настоящего издания допускается только с письменного разрешения редакции.

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Linear Technology выпустила 30-амперный монитор питания с интегрированным токоизмерительным резистором 300 мКОм
- 5 От радаров до тестеров смартфонов: Analog Devices расширяет сферу применения высокоточных ЦАП
- 6 Allegro Microsystems представляет новую сильноточную микросхему комбинированного драйвера двигателей
- 7 Broadcom анонсирует самое эффективное и надежное в отрасли решение для изолированных измерений тока
- 8 Intersil анонсировала высокоэффективные сильноточные повышающе-понижающие стабилизаторы для портативных приложений с батарейным питанием
- 10 Новые коммутаторы питания компании Diodes повысят КПД AC/DC преобразователей
- 10 Renesas согласилась купить Intersil за \$3.2 млрд.
- 11 Компания Maxim анонсировала технологию повышения эффективности гальванических элементов для промышленных солнечных панелей
- 12 Custom MMIC предлагает новый 3-вольтовый широкополосный усилитель с распределенными параметрами в миниатюрном корпусе QFN
- 13 Alpha and Omega Semiconductor анонсировала расширение семейства 1350-вольтовых IGBT
- 14 Новая память HyperRAM компании Cypress упрощает разработку встроенных систем
- 15 С новой микросхемой управления питанием эффективность систем сбора энергии выйдет на новый уровень
- 16 С новым автомобильным драйвером светодиодов компании Cypress системы головного освещения станут надежнее и дешевле
- 17 Linear Technology выпускает высокоточный детектор среднеквадратичной мощности с диапазоном измерений до 40 ГГц
- 19 Dialog Semiconductor выходит на рынок нитрид-галлиевых приборов с первым интегральным силовым устройством
- 20 Semtech анонсирует выпуск лучших в отрасли супрессоров для защиты интерфейсов xDSL и других промышленных и коммуникационных систем

Статьи

- 22 Когда использовать усилитель с rail-to-rail входами и на что обращать внимание
- 25 Выбираете прецизионный операционный усилитель? Положитесь на Златовласку.
- 28 Где список «10 лучших процессоров для Интернета вещей»?
- 32 Цифровое управление источником опорного напряжения
- 35 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Электротехника в 1960-х: Транзистор изменил все
- 37 Самый мощный в мире радиочастотный транзистор заменит электровакуумные приборы в промышленных системах
- 40 Пространственная ориентация кристаллов может стать прорывом в солнечных технологиях

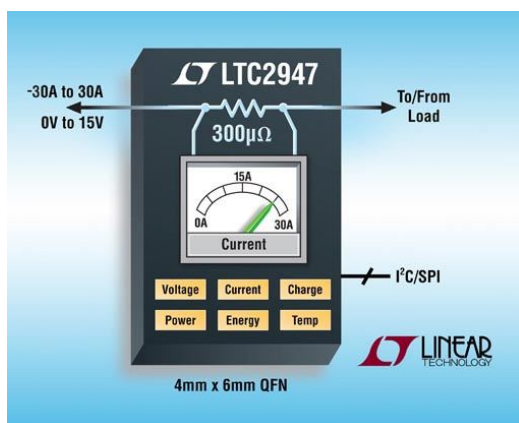
Схемы

- 42 Бюджетная система автоматизации котельной установки загородного дома. Часть 1
- 50 Простой и надежный источник питания для устройств на микроконтроллерах
- 52 Оптический датчик, не требующий тонкой настройки
- 54 Элемент с программируемым усилением на основе ЦАП с токовыми выходами AD5426/AD5432/AD5443
- 56 Как измерить зависимость емкости от напряжения для многослойного керамического конденсатора
- 60 Источник питания отвечает всем требованиям автомобильного стандарта ISO
- 62 Автономный источник питания для маломощных нагрузок на основе гасящего конденсатора
- 66 RC-цепь генерирует треугольные импульсы

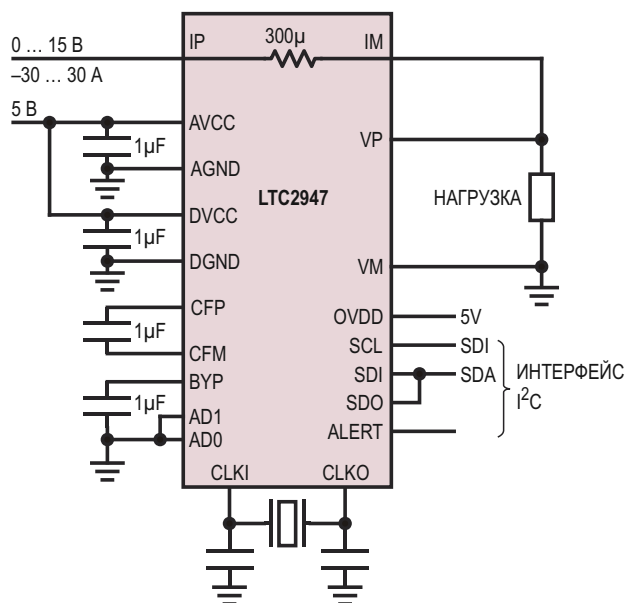
Linear Technology выпустила 30-амперный монитор питания с интегрированным токоизмерительным резистором 300 мкОм

Linear Technology представила новую микросхему LTC2947, предназначенную для контроля потребления мощности и расхода энергии в шинах питания с напряжением от 0 В до 15 В. Большинству микросхем мониторинга энергопотребления для измерения тока требуется внешний резистор. Однако выбор токоизмерительного резистора является непростой задачей, особенно, когда речь идет о больших токах, где токоизмерительные резисторы могут рассеивать слишком большую мощность, занимать очень много места на плате или оказывать значительное влияние на точность измерений. Интегрированный в микросхему LTC2947 термокомпенсированный токоизмерительный резистор сопротивлением 300 мкОм снимает эти проблемы, предоставляя пользователям простое решение, обеспечивающее измерение токов до 30 А с точностью до 1.2% при зани-

маемой площади 24 мм². При измерении максимального тока 30 А падение напряжения на внутреннем резисторе микросхемы LTC2947 составляет всего около 9 мВ, а рассеиваемая при этом мощность не превышает четверти ватта, уменьшаясь примерно до 10 мВт при измерении тока 6 А. Широкий динамический диапазон LTC2947 обусловлен низким смещением, не выходящим за пределы 6 мА (или 1.8 мкВ).

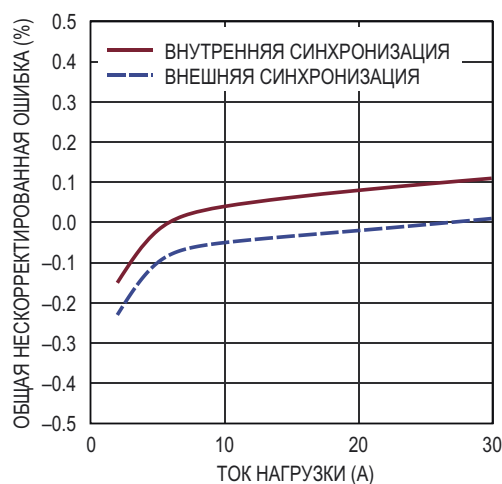


Три интегрированных АЦП в сочетании с внешним или внутренним прецизионным источником синхронизации обеспечивают точное одновременное измерение несколь-



Типовая схема включения LTC2947.

ких параметров, включая ток, напряжение, мощность, заряд, энергию, температуру и время. Все оцифрованные измеренные значения, в том числе, максимальные и минимальные значения, сохраняются в регистрах, доступных пользователю через выбранный им интерфейс – I²C или SPI. Сигнал тревоги оповещает центральный процессор в тех случаях, когда результаты измерений выходят за пределы установленных порогов предупреждения, избавляя его от необходимости



Зависимость общей нескорректированной ошибки измерения энергии от тока при VP – VM = 12 В.

периодического опроса. LTC2947 предоставляет доступ ко всем параметрам, необходимым для точной оценки энергии, расходуемой печатной платой, а rail-to-rail диапазон рабочих напряжений позволяет без дополнительных схем контролировать уровни тока при коротких замыканиях или в ситуациях нарушения питания.

Устройства выпускаются в 32-выводных корпусах QFN размером 4 мм × 6 мм в вариантах для коммерческого и промышленного диапазонов температур. В партиях из 1000 приборов цена одной микросхемы начинается от \$5.95. Образцы микросхем и оценочные платы можно заказать онлайн на сайте Linear Technology или в местных офисах продаж компании.

Сводка основных характеристик LTC2947

- Диапазон входных токов ± 30 А с интегрированным измерительным резистором 300 мкОм;
- Контроль
 - тока (1.0%),
 - напряжения (0.5%),
 - мощности (1.2%),
 - заряда (1.0%),
 - энергии (1.2%);
- Rail-to-Rail диапазон входных напряжений от 0 В до 15 В;
- Три АЦП для мгновенного перемножения напряжения и тока;
- Внутренняя ($\pm 1\%$) или внешняя сетка времени;
- Режимы непрерывных или однократных измерений;
- Слежение за максимальными и минимальными значениями;
- Конфигурируемый интерфейс I²C или SPI;
- 32-выводной корпус QFN с размерами 4 × 6 мм.

От радаров до тестеров смартфонов: Analog Devices расширяет сферу применения высокоточных ЦАП

Analog Devices (ADI) представила цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) AD9164, с помощью которого разработчики военных и коммерческих приложений смогут создавать радары с изображением высокого разрешения, одновременно снизив количество компонентов. Кроме того, конструкторам прецизионного контрольно-измерительного оборудования, такого как тестеры смартфонов, новое устройство обеспечивает повышенную точность и скорость испытаний, способствуя

сокращению срока вывода на рынок при существенном снижении сложности и размеров тестера. Благодаря охвату частотного диапазона от аудио до 6 ГГц, ЦАП AD9164 еще на шаг приближает рынок тестеров к универсальной беспроводной испытательной платформе.

ЦАП AD9164 обеспечивает:

- Наивысшую линейность среди ЦАП, выпускаемых ADI;
- Спектральную чистоту, улучшенную от 100 до 1000 раз (20-30 дБ) по сравнению с предыдущим поколением решений ADI;
- Скорость перестройки частоты, увеличенную более чем в 100 раз по отношению к традиционным системам ФАПЧ компании ADI.

Сокращение числа компонентов и, соответственно, размеров решения позволяет на компонентном уровне осуществлять цифровое формирование диаграммы направленности современных радаров. При таких же технических характеристиках, которые имеет уже выпускающийся ЦАП AD9162, прибор AD9164 дополнительно содержит схему прямого цифрового синтеза (DDS), обеспечива-



ющую быструю фазово-когерентную скачкообразную перестройку частоты в пределах списка, содержащего до 32 значений, выполняемую за время менее 300 нс. Это делает ЦАП AD9164 хорошим средством тестирования устройств, работающих в самых различных частотных диапазонах – от диапазона АМ радиовещания или японского УКВ диапазона до нелицензируемого диапазона 5.8 ГГц.

Преобразователь AD9164 содержит интерполирующий фильтр с конечной импульсной характеристикой, цифровым ослаблением 85 дБ и поддержкой двухуровневого режима NRZ, позволяющий сконфигурировать устройство для более низких скоростей передачи данных и частот преобразования, чтобы уменьшить общее потребление системы и упростить требования к фильтрации. При работе в смешанном режиме ЦАП может быть сконфигурирован для восстановления ВЧ несущих во второй и третьей зонах Найквиста до 7.5 ГГц без потери широчайшего динамического диапазона.

Для AD9164 предлагается также уникальный удаленный оценочный инструмент, позволяющий конструкторам провести онлайн «тест-драйв» характеристик ЦАП.

Характеристики устройства

Продукт	Время смены частоты DDS	Скорость обновления	Прямой ВЧ синтез	Групповой режим	Нормальный режим	Смешанный режим
AD9164	<500 нс	12 Гвыб/с	6 Гвыб/с	0 ... 2.5 ГГц	0 ... 6 ГГц	1.5 ... 7.5 ГГц

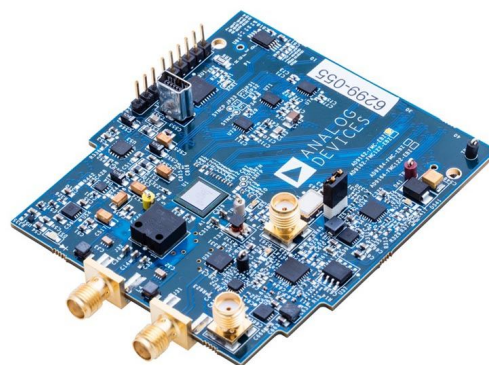
Allegro Microsystems представляет новую сильноточную микросхему комбинированного драйвера двигателей

Объединение двух драйверов двигателей в одном корпусе снижает занимаемую на плате площадь и количество внешних компонентов

Allegro Microsystems представила новую 40-вольтовую микросхему драйвера, способного управлять одним шаговым двигателем и



одним двигателем постоянного тока. Выходы драйвера шагового двигателя рассчитаны на максимальные токи до 1.6 А, а драйвера двигателя постоянного тока – на 3.2 А. Микросхема A5989 содержит ШИМ регуляторы тока с фиксированным временем отключения и 2-битные нелинейные ЦАП, позволяющие управлять шаговыми двигателями в полно-, полу- и четвертьшаговом режимах. Новое устройство ориентировано на рынки потребительской, промышленной и офисной автоматизации для таких конечных приложений, как кассовые терминалы, автоматы по продаже билетов, лазерные, струйные и этике-



Оценочная плата для микросхем AD9161/AD9162/AD9163/AD9164.

Доступ к инструменту предоставляется всем пользователям, зарегистрировавшимся на соответствующей странице сайта ADI.

Цены и доступность

Микросхемы AD9164 выпускаются серийно в корпусах BGA с размерами кристалла площадью 8 8 мм или 11 11 мм. Разработчикам доступны также единичные образцы. Цены, установленные на один ЦАП, для партий из 1000 приборов начинаются от \$295 за штуку.

точные принтеры, копировальные аппараты, торговые автоматы и банкоматы.

В ШИМ регуляторе шагового двигателя драйвера A5989 используется запатентованный Allegro режим смешанной скорости спада тока при выключении, снижающий уровень слышимого шума двигателя и рассеиваемую им мощность, а также повышающий точность шага. Драйвер двигателя постоянного тока может работать в режимах прямого и обратного вращения, «выбега» и торможения, как с быстрым, так и с медленным спадом импульсов ШИМ.

В перечень функций безопасности входит тепловая защита с гистерезисом, блокировка при пониженном напряжении, а также защита от сквозного тока и перегрузки по току. Для повышения экономичности предусмотрен режим сна с малым потреблением тока.

A5989 поставляется в безвыводном 36-контактном корпусе QFN размером 6 × 6 0.9 мм с основанием, вскрытым для улучшения теплоотвода. Корпус прибора не содержит свинца, а его выводная рамка имеет 100% покрытие матовым оловом.

Broadcom анонсирует самое эффективное и надежное в отрасли решение для изолированных измерений тока

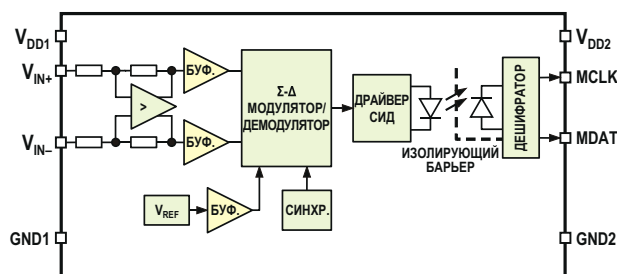
Новый оптически изолированный сигма-дельта модулятор на 75% снижает мощность, теряемую на шунтовом резисторе

Компания Broadcom объявила о выходе нового оптически изолированного сигма-дельта модулятора Avago ACPL-C799, разработанного для широкого диапазона промышленных приложений, включая сервоприводы и двигатели. Особенностью нового устройства является низкое дифференциальное входное напряжение ± 50 мВ, позволяющее разработчикам уменьшить потери мощности на токоизмерительном резисторе в приложениях с сервоприводами и двигателями.



По сравнению с устройствами предыдущего поколения, имевшими диапазон входных напряжений ± 200 мВ, ACPL-C799 позволяет использовать шунт с вчетверо меньшим сопротивлением и, соответственно, снизить потери мощности на нем на 75%. Несмотря на сужение диапазона входных напряжений,

устройство обеспечивает превосходное отношение сигнал/шум, высокую эффективную разрядность и низкий дрейф напряжения смещения, позволяя с высокой точностью управлять двигателями в условиях ограниченного пространства и высоких температур.



Функциональная схема ACPL-C799.

Основные характеристики продукта

- Линейный диапазон входных напряжений ± 50 мВ:
 - Низкая мощность, рассеиваемая на шунтовом резисторе;
 - Расширенный диапазон измерений тока.
- Высококачественный 1-битовый сигма-дельта модулятор 2-го порядка:
 - Типовое отношение сигнал/шум 77 дБ;
 - 16-битное разрешение без пропуска кодов (эффективное число бит 12);
 - Максимальный температурный дрейф напряжения смещения 1.3 мкВ/°C;

- Внутренний синхрогенератор 10 МГц.
- Надежное оптическое разделение и изоляция:
 - Устойчивость к воздействию синфазных помех со скоростью нарастания более 25 кВ/мкс;
 - Большая длина пути утечки по корпусу и 8.3 мм пути утечки между выводами отвечают строгим требованиям системной безопасности;
 - Усиленная изоляция с максимальным пиковым рабочим напряжением изоляции 1414 В для надежной отказоустойчивой защиты в высоковольтных приложениях;

- Сертификаты международных регулирующих органов позволяют быстро получить подтверждение уровня безопасности и сократить время выхода на рынок.
- Компактный удлиненный корпус SO-8;
- Диапазон рабочих температур от -40°C до $+105^{\circ}\text{C}$.

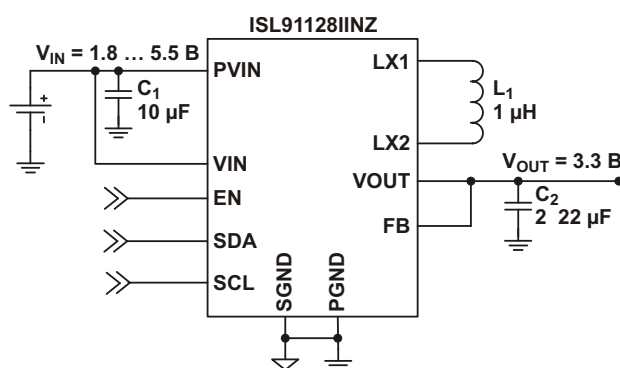
Доступность

Единичные образцы и промышленные партии ACPL-C799 уже можно приобрести как напрямую через каналы продаж Broadcom, так и через международную сеть дистрибьюторов компании. Для получения информации по ценам, пожалуйста, свяжитесь с вашим местным офисом продаж.

Intersil анонсировала высокоэффективные сильноточные повышающе-понижающие стабилизаторы для портативных приложений с батарейным питанием

Преобразователи ISL91127 и ISL91128 с КПД до 96% и самым низким в отрасли током потребления идеально подходят для низковольтных приложений с батарейным питанием

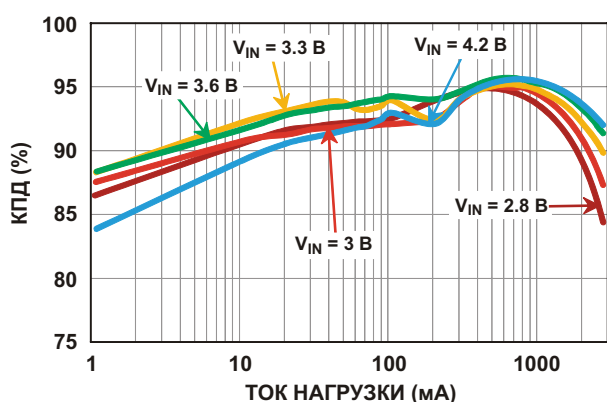
Компания Intersil анонсировала высокоэффективные повышающе-понижающие преобразователи напряжения ISL91127 и ISL91128. Новейшие приборы лучшего в отрасли семейства повышающе-понижающих преобразователей Intersil с интегрированными ключами, рассчитанными на токи до 4.5 А, отличаются наивысшим в своем классе КПД, достигающим 96%, и компактными размерами, предоставляя идеальное решение для систем или периферийных устройств с батарейным питанием. Самый низкий в отрасли ток потребления 30 мкА обеспечивает превосходный КПД при легких нагрузках.



Типовая схема включения ISL91128.

В портативных приложениях, где входное напряжение может быть как выше, так и ниже выходного, повышающе-понижающие преобразователи более эффективны и позволяют батареям работать дольше, по сравнению с решениями, основанными на повышающих регуляторах и обходных путях тока. Компактные корпуса QFN и WLCSP микросхем ISL9112x отвечают тенденциям растущего спроса на все более миниатюрные компоненты и предоставляют разработчикам систем питания гибкое и простое в использование решение для создания устройств с максимальным КПД.

В зависимости от соотношения входных и выходных напряжений, ISL91127 и ISL91128 работают в понижающем, повышающем или повышающе-понижающем режимах, обеспечивая плавный переход из режима в режим, не сопровождающийся шумами и бросками напряжения. Такая возможность в сочетании с запатентованной Intersil технологией поддержки высокой эффективности с ультранизким током потребления при легких нагрузках обеспечивает максимально высокий КПД во всех режимах и при любых выходных токах. Это важно для увеличения времени автономной работы за счет снижения потребляемой мощности и рассеяния тепла в портативных и мобильных приложениях.



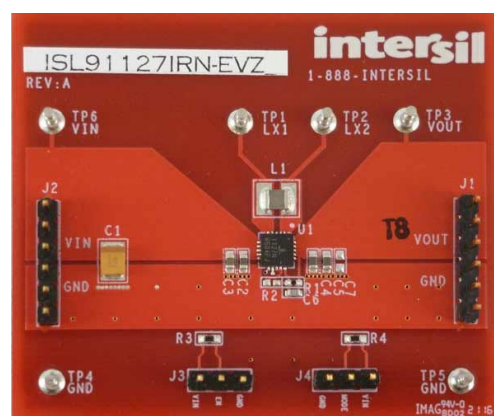
Зависимость КПД ISL91128 от тока нагрузки при выходном напряжении 3.3 В и окружающей температуре +25 °C.

Широкий диапазон входных напряжений новых регуляторов от 1.8 В до 5.5 В поддерживает многие типы батарей, а широкий диапазон выходных напряжений от 1 В до 5.2 В в сочетании с выходным током 3 А обеспечивает максимальную гибкость выбора проектных решений. В ISL91128 заложена дополнительная возможность динамической подстройки выходного напряжения по интерфейсу I²C, позволяющая исключить из схемы резисторы обратной связи и использовать одну и ту же конструкцию для разных выходных напряжений.

Ключевые особенности и характеристики микросхем ISL91127 и ISL91128

- Типовой собственный ток потребления 30 мкА — самый низкий в отрасли среди любых сильноточных повышающе-понижающих преобразователей;

- КПД до 96% (при входном напряжении 3.6 В, выходном напряжении 3.4...4 В и токе нагрузки 200 мА);
- Выходной ток в повышающем режиме до 3 А (при входном напряжении 3 В и выходном напряжении 3.3 В);
- Диапазон входных напряжений от 1.8 до 5.5 В;
- Выходное напряжение регулируемое или фиксированное 3.3 В;
- Полная защита от превышения входного напряжения, короткого замыкания и перегрева гарантирует безопасные условия работы и надежность системы;
- В ISL91128 имеется дополнительная возможность управления по интерфейсу I²C для динамической подстройки выходного напряжения и подавления звона.



Новые коммутаторы питания компании Diodes повысят КПД AC/DC преобразователей

Компания Diodes представила серию коммутаторов питания для первичной стороны AC/DC преобразователей, позволяющих достичь высокого КПД преобразования, соответствующего Уровню 6 стандарта Energy Star и нормативным требованиям ЕС. В работающих на частоте до 80 кГц приборах серии AP3983 используется кусочно-линейная частотно-импульсная модуляция (r-PFM) в режиме прерывистой проводимости, обеспечивающая стабилизацию напряжения и тока на первичной стороне с точностью лучше $\pm 5\%$ и предоставляющая разработчикам возможность создания свободных от слышимых шумов решений для источников питания зарядных устройств, адаптеров ADSL и бытовой техники.

Предназначенные для управления первичной стороной устройства семейства AP3983 с интегрированными 650- или 700-вольтовыми MOSFET позволяют минимизировать количество внешних компонентов за счет исключения из схемы вторичной стороны оптоизоляторов и цепей стабилизации напряжения или тока. Перечень остальных функций микросхемы включает встроенную схему компенсации падения напряжения на кабеле фиксированной длины, регулируемую компенсацию изменений сетевого напряжения и ряд средств обеспечения безо-



пасности, таких как защита от перенапряжения и перегрева, а также пульсирующий режим для улучшения реакции на короткие замыкания.

Низкий пусковой ток (не более 0.6 мкА) в сочетании с небольшой мощностью, потребляемой в отсутствие выходного тока (не более 75 мВт), и отличной устойчивостью к колебаниям нагрузки дополняют список параметров, позволяющих создавать высокоинтегрированные и малозатратные решения для потребительских источников питания.

Устройства семейства AP3983 различаются поддерживаемыми диапазонами выходных мощностей адаптеров питания (от 6 Вт до 20 Вт), корпусами (SO-7 или PDIP-7) и допустимыми напряжениями MOSFET (650 В или 700 В).

Renesas согласилась купить Intersil за \$3.2 млрд.

Peter Clarke

EDN Europe

Японский производитель чипов корпорация Renesas Electronics (Токио) согласилась купить компанию Intersil (Милпитас, Калифорния), выпускающую аналоговые и силовые микросхемы, по цене \$22.50 за акцию, или примерно за 321.9 млрд. иен (около \$3.2 млрд.).

Renesas подтвердила факт ведения переговоров еще в августе, хотя в конце месяца появлялась информация о том, что компания Maxim Integrated Products (Сан-Хосе, Калифорния) также интересовалась приобретением Intersil.



Теперь же соглашение между Renesas и Intersil было единодушно одобрено советами директоров обеих компаний. Ожидается, что сделка будет завершена в первой половине 2017 года после одобрения акционерами Intersil и соответствующими государственными органами.

Сделка дополнит компетенции Renesas в части микропроцессоров и систем на кристалле опытом компании Intersil в разработке и производстве микросхем управления питанием и прецизионных аналоговых микросхем. Кроме того, она увеличит возможности

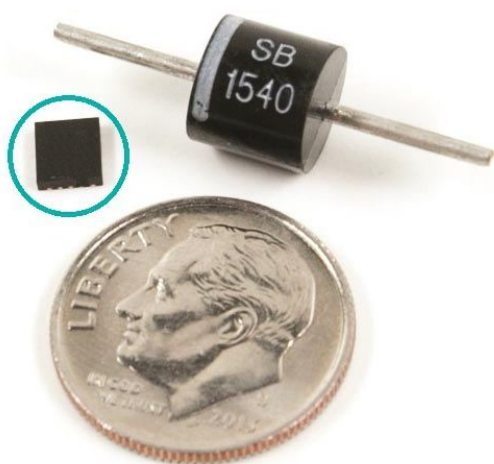
Renesas в области промышленных и медицинских приложений, а также в автоэлектронике, где ее позиции и так уже достаточно сильны. Объединение продуктовых линеек, клиентских баз и региональных представительств расширит присутствие Renesas на глобальных рынках.

Ожидается, что следствием закрытия сделки станет немедленное увеличение как валовой, так и операционной прибыли, рост дохода на одну акцию Renesas и расширение потока свободных денежных средств.

Компания Maxim анонсировала технологию повышения эффективности гальванических элементов для промышленных солнечных панелей

Первая в отрасли микросхема позволит запустить серийное производство солнечных элементов с интегрированной технологией MPPT, увеличить их эффективность, упростить установку и монтаж солнечных панелей в различных проектах

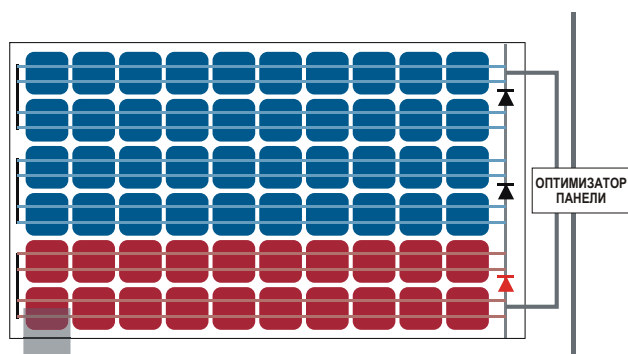
Компания Maxim Integrated Products анонсировала технологию оптимизации солнечных элементов (cell-string optimizer) и выпускает специализированную микросхему, которая позволит значительно повысить эффективность и упростить установку солнечных панелей. Интегральное решение планируется к серийному выпуску и рассчитано на применение ведущими производителями солнечных панелей.



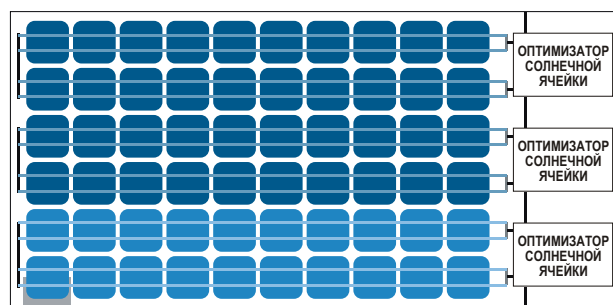
Технология подразумевает использование оптимизаторов с интегрированной технологией слежения за точкой максимальной мощности (Maximum Power Point Tracker,



MPPT) непосредственно в отдельных ячейках солнечных панелей (набор фотоэлементов соединенных последовательно и параллельно). Таким образом полностью исключаются ограничения, накладываемые конструкцией панелей или тем или иным способом оптимизации на уровне солнечных панелей. Не потребуются использование дополнительного дорогостоящего оборудования для каждой отдельной панели, сетевых кабелей или коммуникационных шлюзов. Оптимизаторы солнечных элементов позволяют реализовать технологию MPPT и оптимизацию по постоянному току для каждой ячейки солнечной батареи. Такая интеграция минимизирует потери мощности из-за затемнения, загрязнения или повреждения солнечных элементов панели.



$$85 \text{ Вт} + 85 \text{ Вт} - 5 \text{ Вт} = 165 \text{ Вт}$$



$$85 \text{ Вт} + 85 \text{ Вт} + 40 \text{ Вт} = 210 \text{ Вт}$$

Оптимизаторы представляют собой высокоинтегрированные DC/DC преобразователи, устанавливаемые вместо шунтирующих диодов, которые выполняют функцию MPPT непосредственно внутри модуля солнечных элементов. Путем замены каждого шунтирующего диода устройством MPPT набор солнечных элементов будет всегда отдавать максимальную мощность, не влияя при этом на выработку энергии остальными элементами. В общем случае выходная мощность фотоэлектрических преобразователей увеличивается на 30%.

Отличительные особенности:

- **Повышение эффективности преобразования солнечной энергии:**

Повышение выходной мощности на 30% в сравнении с решениями на шунтирующих диодах.

- **Повышение надежности:**

Устраняются «горячие точки» и минимизируется влияние факторов снижения мощности.

- **Высокая степень гибкости при реализации проектов:**

Возможность использования солнечных элементов с различной длиной и ориентацией, возможность использования солнечных панелей в условиях частичного затенения.

- **Упрощение монтажа и установки солнечных панелей:**

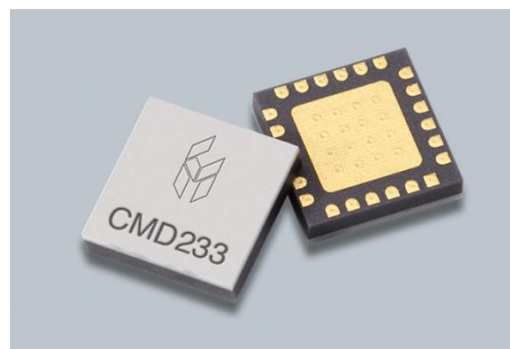
Полностью интегрированное решение упрощает конечную конструкцию и не требует дополнительного оборудования, специализированных инверторов или устройств передачи данных.

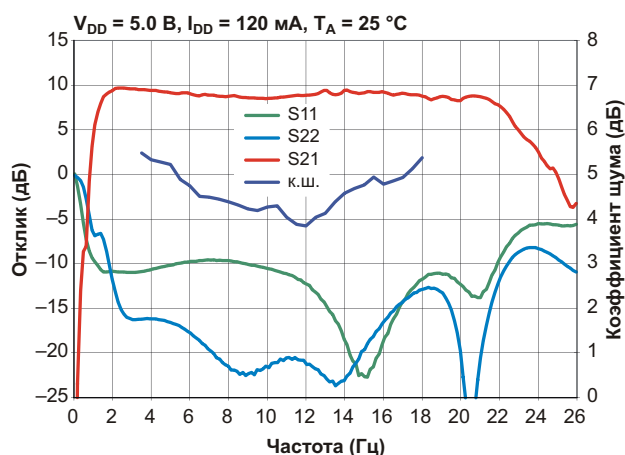
Функция MPPT в интегрированных оптимизаторах работает вместе с системным MPPT инвертором, что обеспечивает оптимальный выход при любых условиях окружающей среды. Представленная технология была продемонстрирована партнерами компании на конференции Solar Power International 12-15 сентября 2016 г.

Custom MMIC предлагает новый 3-вольтовый широкополосный усилитель с распределенными параметрами в миниатюрном корпусе QFN

К своему семейству усилителей с распределенными параметрами компания Custom MMIC добавила новую микросхему CMD233C4. Прибор с рабочим диапазоном частот 2...18 ГГц является корпусной версией выпущенной ранее бескорпусной микросхемы CMD233.

Арсенид-галиевая широкополосная монолитная СВЧ микросхема усилителя с распределенными параметрами CMD233C4 имеет низкий коэффициент шума 4.5 дБ и большой





Широкополосные характеристики микросхемы CMD233C4.

динамический диапазон – ее точка децибельной компрессии находится на уровне +20.5 дБм. Типовое значение коэффициента усиления прибора при напряжении питания от 3 до 6 В составляет 9 дБ.

CMD233C4 предназначена для замены микросхемы CMM4000, теперь в корпусной форме. Устройство содержит 50-омные цепи согласования, позволяющие исключить внешние элементы блокировки постоянной составляющей и высокочастотного согласования портов. Области применения микросхемы CMD233C4 включают военные, аэрокосмические и коммуникационные системы.

Alpha and Omega Semiconductor анонсировала расширение семейства 1350-вольтовых IGBT

Низкое напряжение насыщения и оптимальные характеристики переключения способствуют росту эффективности и повышению эксплуатационной надежности новых транзисторов

Alpha and Omega Semiconductor объявила о добавлении к своему семейству AlphaIGBT 1350-вольтовых IGBT нового прибора АОК30В135W1. Характеристики транзистора оптимизированы для снижения коммутационных потерь в приложениях бытовой техники с мягким переключением, таких как индукционные плиты, рисоварки и инверторные СВЧ-печи.



АОК30В135W1, разработанный на основе новейшей технологической платформы AlphaIGBT, патентуемой в настоящее время компанией Alpha and Omega, отличается самым низким в отрасли напряжением насыщения и быстрым выключением, снижающими потери проводимости и потери переключе-

ния. Исключительно высокое пробивное напряжение коллектор-эмиттер и стойкость к долговременным перегрузкам позволяют увеличить конструктивный запас, чтобы избежать существенного ущерба от перепадов напряжения. Кроме того, плавный спад тока при выключении снижает уровень электромагнитных излучений.

Технические особенности

- 1350-вольтовый IGBT с встроенным обратным диодом в корпусе TO-247;
- Высокое напряжение пробоя расширяет конструктивный запас для повышения надежности системы;
- Самая низкая задержка выключения – менее 200 нс;
- Максимальный ток коллектора 30 А (при 100 °С);
- Максимальная температура перехода 175 °С.

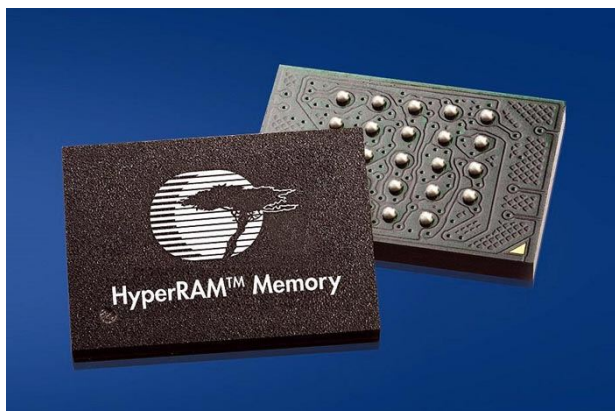
Цены и доступность

АОК30В135W1 доступны в промышленных количествах и поставляются через 12-14 недель после подтверждения заказа. В партии из 10,000 приборов цена одного транзистора составляет \$1.5.

Новая память HyperRAM компании Cypress упрощает разработку встроенных систем

Представлено первое в отрасли устройство DRAM с авторегенерацией и 12-проводным интерфейсом HyperBus, предназначенное для расширенных сверхоперативных ЗУ высокопроизводительных приложений

Cypress Semiconductor анонсировала образцы новой высокоскоростной динамической памяти с авторегенерацией, основанной на собственном интерфейсе HyperBus с малым числом линий. 64-мегабитная память HyperRAM предназначена для использования в качестве расширенного сверхоперативного ЗУ для рендеринга графики высокого разрешения или реализации алгоритмов микропрограмм с интенсивной обработкой данных в широком спектре автомобильных, промышленных и потребительских приложений. Устройство работает со скоростью чтения/записи до 333 Мбит/с и доступно в вариантах для напряжений питания 3 В и 1.8 В.



В сочетании с NOR-флэш компании Cypress семейства HyperFlash, HyperRAM позволяет создавать простые и экономичные решения для встраиваемых систем, в которых флэш-память и ОЗУ подключены к общей 12-проводной шине HyperBus. Для передачи данных в традиционных системах, использующих SDRAM и интерфейс Dual/Quad SPI, требуется более 41 линии на двух шинах. Решения на основе HyperRAM и HyperFlash позволяют сократить количество линий, по меньшей мере, на 28, и тем самым, упростить конструкцию и снизить стоимость печатной платы. HyperRAM идеально подходит для приборных панелей и информационно-развлекательных систем автомобилей, оборудования связи, промышленных приложений и потребительских товаров высокого класса.

Для ускорения циклов проектирования Cypress предлагает своим клиентам и партнерам IP-блок контроллера задатчика интерфейса HyperBus. Этот IP-блок помогает конструкторам добавить поддержку HyperBus в свои платформы хост-контроллеров, построенных на базе специализированных ИС и ПЛИС. IP-контроллер поддерживает как HyperRAM, так и HyperFlash; документация на него предоставляется бесплатно и без лицензионных отчислений.



Доступность

В настоящее время Cypress приступает к серийному производству микросхем емкостью 64 Мбит. Устройства выпускаются в корпусах BGA размером 6 × 8 мм с 24 шариковыми выводами.

О памяти Cypress HyperFlash

Микросхемы NOR флэш-памяти высокой плотности HyperFlash (от 128 МБ до 512 МБ) обеспечивают необходимую скорость обмена встраиваемым системам самой высокой производительности, используемым в автомобильных приборных панелях, автомобильных информационно-развлекательных системах, средствах связи и промышленных приложениях. Поддерживаемая ими наибольшая скорость чтения 333 Мбит/с более чем в четыре раза превосходит скорость NOR-флэш с интерфейсом Quad SPI при использовании лишь трети выводов, необходимых параллельной флэш памяти NOR-типа.

Об интерфейсе Cypress HyperBus

Разработанный компанией Cypress эффективный 12-проводный интерфейс HyperBus, состоящий из 8 линий шины адреса/данных, двух линий дифференциальной синхронизации, одной линии выбора кристалла и stroba чтения данных для контроллера, снижает общую стоимость системы. Устройства памяти с этим интерфейсом позволяют конструировать более высокоскоростные системы с

меньшим временем отклика, лучше воспринимаемые пользователем. Интерфейс Cypress HyperBus поддерживает широкий спектр высокопроизводительных приложений, таких как приборные панели автомобилей, информационно-развлекательные и навигационные системы, портативные дисплеи, цифровые камеры, проекторы, системы автоматизации производства, медицинское диагностическое оборудование, системы домашней автоматизации и бытовые электроприборы.

С новой микросхемой управления питанием эффективность систем сбора энергии выйдет на новый уровень

Появившаяся в начале года на сцене силовых полупроводников компания e-peas объявляет о коммерческой доступности своего первого прибора. В микросхеме AEM10940 компания реализовала собственную уникальную запатентованную технологию управления энергопотреблением, обеспечивающую максимальную эффективность, с которой электронное оборудование извлекает энергию из окружающей среды. Это устройство, уже запущенное в серийное производство, окажет существенное влияние на многие развивающиеся в настоящее время сферы применения приложений с жестко ограниченными ресурсами питания, в том числе, охватывающие все аспекты Интернета вещей (IoT), носимых технологий, домашней автоматизации, промышленного мониторинга, беспроводной геолокации и т.д.



Высокоинтегрированная микросхема AEM10940 содержит ультра малопотребляющий повышающий преобразователь с лучшим в отрасли КПД, достигающим 94%, а также источник опорного напряжения, элементы управления энергопотреблением и LDO стабилизаторы напряжения. Благодаря инновационной схеме холодного пуска устрой-

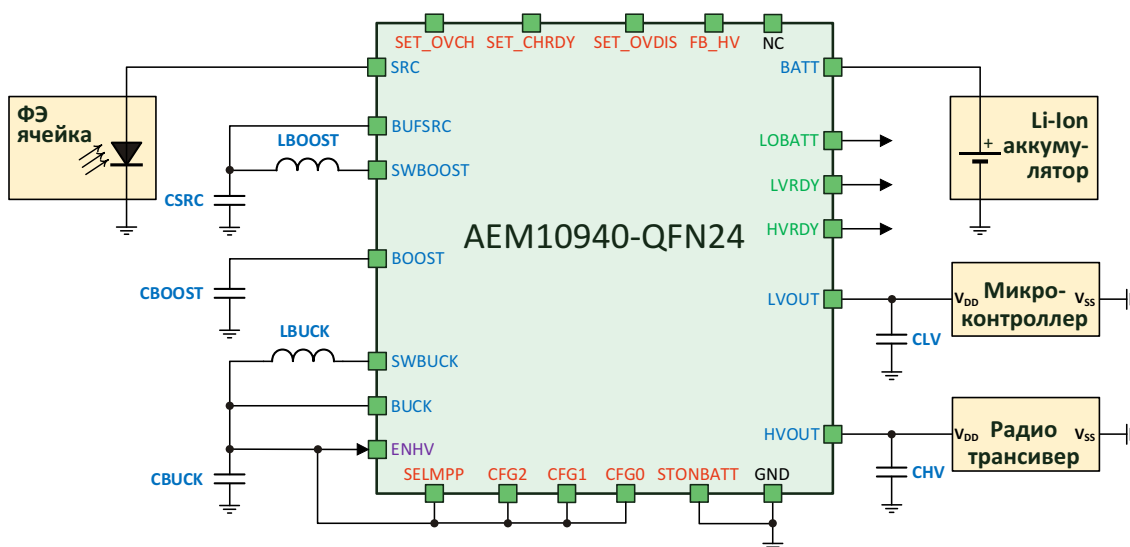


Схема включения AEM10940 с наименьшим количеством компонентов.

йство может входить в активный режим работы даже при минимальном остатке энергии – всего 380 мВ, и 11 мкВт для этого оказывается более чем достаточно.

Микросхема может извлекать до 50 мВт из подключенного источника энергии, такого, например, как фотогальванический элемент. Ее повышающий преобразователь с диапазоном входных напряжений от 100 мВ до 2.5 В использует эту энергию для быстрой зарядки любого резервного накопителя энергии, такого как Li-Ion аккумулятор, тонкопленочная батарея или традиционный ионистор. По величине отдаваемого зарядного тока устройство почти втрое превышает альтернативные решения, имеющиеся сегодня на рынке.

Два встроенных LDO регулятора в широком диапазоне нагрузок обеспечивают КПД использования тока, близкий к 98%. Один из них предназначен для стабилизации низкого напряжения, другой – высокого. Низковольтный источник (1.8 В), способный отдавать в нагрузку ток до 10 мА, в типичном случае используется для питания системного микроконтроллера. Между тем, высоковольтный источник с максимальным выходным током 80 мА, напряжение которого конфигурируется между 2.2 В и 4.2 В, как правило, выполняет такие задачи, как питание системных беспроводных передатчиков, которые могут быть основаны, например, на любом из стандартов BLE, Zigbee, SigFox или LoRa.

Помимо более высокой эффективности и уникальных характеристик холодного пуска, то чем действительно выделяется AEM10940 – это основанное на исключительно высокой степени интеграции богатство функциональных возможностей, встроенных непосредственно в микросхему. В результате законченная система занимает немного места на



Оценочная плата для микросхемы AEM10940.

печатной плате и требует всего горсти внешних дискретных пассивных компонентов. Это означает, что новая микросхема даст не только значительное сокращение затрат, но и заметное снижение трудоемкости разработки.

«AEM10940 будет иметь решающее значение для удовлетворения потребностей разработчиков множества новых систем, в которых бесценным, несомненно, будет каждый миллиджоуль энергии. Универсальность этой микросхемы означает, что она будет работать со всеми типами устройств сбора энергии и с любыми технологиями хранения энергии, – объясняет Тьерри Кетжен (Thierry Keutgen), директор по маркетингу продуктов компании e-peas. – Ее характеристики дадут разработчикам возможность намного продлить время работы своих систем от батарей. Во многих случаях это даже позволит полностью отказаться от ресурса первичного накопления энергии, чтобы не только значительно сэкономить занимаемое пространство, но также исключить большие затраты на техническое обслуживание устройств, зачастую расположенных в недоступных местах».

AEM10940 поставляется в 24-выводном корпусе QFN.

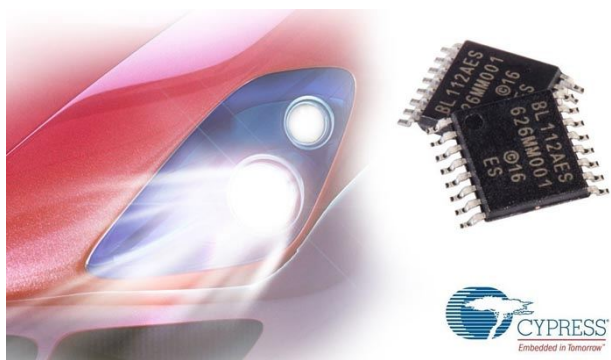
С новым автомобильным драйвером светодиодов компании Cypress системы головного освещения станут надежнее и дешевле

Компактное малозатратное решение для головного освещения обеспечивает безотказную работу даже в сложных условиях температурных и помеховых воздействий

Cypress Semiconductor представила автомобильный драйвер светодиодов, позволяющий создавать более компактные и экономически эффективные системы головного освеще-

щения. Новая микросхема S6BL112A стала первым в отрасли светодиодным драйвером с синхронным управлением, что вывело ее на лидирующие позиции в части эффективнос-

ти преобразования и стабильности характеристик в системе освещения. Прибор способен управлять светодиодами при высокой частоте коммутации до 2.1 МГц, позволяя создавать компактные системы головного освещения с небольшими и недорогими катушками индуктивности, снижающими физические размеры и затраты на компоненты. В сочетании с выпускаемыми Cypress микроконтроллерами Traveo и микросхемами управления питанием, драйверы светодиодов обеспечивают лучшие в своем классе решения для головного света автомобилей.



Светодиодный драйвер S6BL112A поддерживает входные напряжения от 4.5 В до 42 В, охватывая такие экстремальные условия эксплуатации, как холодный запуск, когда стартер автомобильного двигателя потребляет повышенный ток, прокручивая коленвал при низких температурах, или сброс нагрузки – скачок напряжения, происходящий, когда автомобильный аккумулятор отключен в то время как генератор выдает ток при работающем двигателе. Светодиодный драйвер также облегчает конструирование электрических систем защиты благодаря наличию таких функций эксплуатационной безопасности, как обнаружение пониженного потребления тока и блокировка по превышению тока и напряжения, а также за счет возмож-

ности маскирования ложного диагноза ОБРЫВ СВЕТОДИОДА во время холодного пуска. Кроме того, синхронный режим работы исключает нестабильность диммирования, которая может возникнуть при низком входном напряжении.

Одноканальный понижающий драйвер светодиодов S6BL112A с выходным током до 2 А поддерживает как аналоговое, так и ШИМ диммирование, обеспечивая точное управление яркостью. При любой частоте переключения, которая может устанавливаться в диапазоне от 205 кГц до 2.1 МГц, точность стабилизации выходного тока поддерживается на уровне $\pm 2\%$. Устройство позволяет без внешнего фильтра управлять скоростью нарастания выходного напряжения для ограничения уровня электромагнитных помех, способных нарушить работу периферийных устройств.



Доступность продукта

В настоящее время доступны единичные образцы нового светодиодного драйвера S6BL112A; начало массового производства ожидается в четвертом квартале 2016 года. Прибор выпускается в 16-выводном корпусе TSSOP со сниженным тепловым сопротивлением.

Linear Technology выпускает высокоточный детектор средне-квадратичной мощности с диапазоном измерений до 40 ГГц

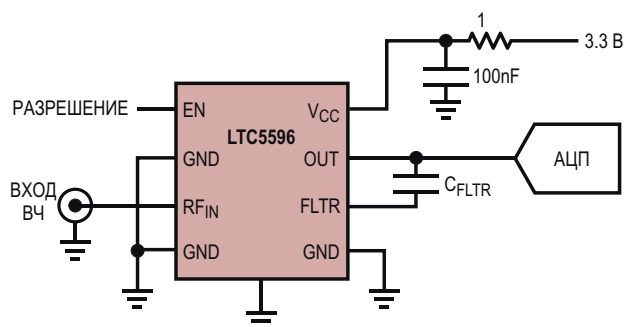
Linear Technology объявила о выпуске высокочастотного широкополосного детектора среднеквадратичной (RMS) мощности с большим динамическим диапазоном, обеспечивающего точное измерение истинной мощности модулированных и кодированных ВЧ и

СВЧ сигналов. LTC5596 представляет результаты в простом в использовании линейно-логарифмическом масштабе 29 мВ/дБ для входных сигналов с уровнями от -37 дБм до -2 дБм с погрешностью менее ± 1 дБ во всем рабочем диапазоне температур и частот от

200 МГц до беспрецедентного значения 30 ГГц. Кроме того, неравномерность частотной характеристики устройства в этой полосе частот не превышает ± 1 дБ. Микросхема может использоваться и в более широком диапазоне от 100 МГц до 40 ГГц, однако при этом на крайних частотах слегка снизится точность измерений. Высокочастотный вход детектора имеет входной импеданс 50 Ом, согласованный для частот от 100 МГц до 40 ГГц, что существенно облегчает использование устройства в любой полосе полезного диапазона.



Для достижения более высоких скоростей передачи данных современные коммуникационные системы поколений 4G и 5G используют многотоновую OFDM-модуляцию высокого порядка. В качестве детекторных элементов в них традиционно используются СВЧ диоды Шоттки. Однако им присущи серьезные недостатки, связанные с тем, что при выпрямлении ВЧ и СВЧ сигналов они измеряют лишь пики сигнала, давая ложную информацию о его реальной мощности. В отличие от этого в детекторах RMS производится аналоговое вычисление среднеквадратичного значения сигнала с последующим усреднением, позволяя получить значение истинной мощности, независимо от вида модуляции,

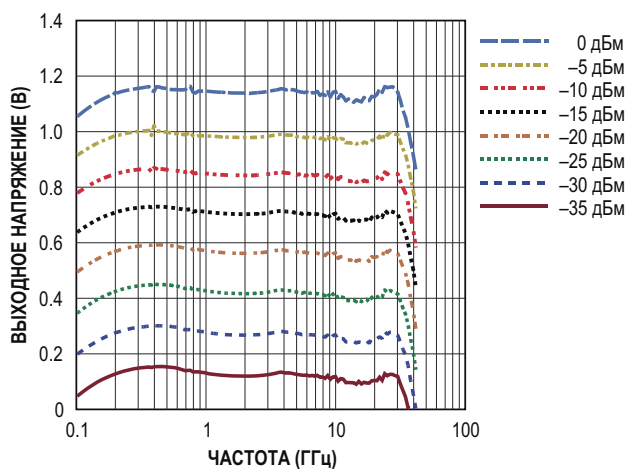


Детектор среднеквадратичной мощности для диапазона частот 100 МГц ... 40 ГГц.

числа несущих и меняющихся амплитуд. Возможность измерения истинной мощности имеет критическое значение для изготовителей оборудования, давая возможность точно установить максимальную мощность передатчика, оставаясь при этом в пределах допустимых границ, установленных регулирующими органами.

Чрезвычайно широкая полоса рабочих частот LTC5596 позволяет одной и той же схеме детектора с минимальной калибровкой работать в разных частотных диапазонах. Например, LTC5596 работает одинаково хорошо как в ретрансляторах линий связи диапазона ниже 10 ГГц, так и в версиях аппаратуры, использующих частоту 28 ГГц. В единую, не требующую перекалибровки конструкцию заложен потенциал существенного снижения цены оборудования конечных производителей. Кроме того, широкий частотный диапазон LTC5596 и повышенная чувствительность будут востребованы большим кругом приложений, таких как радарные системы, аппаратура спутниковой связи и контрольно-измерительное оборудование.

Для работы LTC5596 требуется источник питания 3.3 В, от которого микросхема потребляет номинальный ток 30 мА. Детектор имеет встроенную защиту от электростатических разрядов. При воздействии модели человеческого тела все выводы выдерживают разряды напряжением до 3500 В. По рабочему температурному диапазону детекторы делятся на две группы. Приборы промышленного исполнения (группа I) разработаны для диапазона температур корпуса от -40°C до 105°C . Для приложений, эксплуатируе-



Зависимость выходного напряжения от частоты.

мых в условиях особо высоких температур, таких, например, как мощные ВЧ усилители, предлагается версия группы Н, работающая при температуре корпуса от -40°C до 125°C . Приборы группы Н проходят стопроцентное тестирование в полном диапазоне температур и имеют гарантированно низкий разброс основных параметров между компонентами. Оба устройства выпускаются в пластиковых 8-выводных корпусах DFN площадью 2 мм × 2 мм.

Для партий из 1000 микросхем цены, установленные на один прибор, начинаются от \$12.50 для группы I и от \$16.95 для группы Н. Приборы обоих исполнений уже доступны в промышленных количествах.

Сводка основных характеристик LTC5596

- 50-омное согласование в диапазоне частот от 100 МГц до 40 ГГц;
- Широкий линейный диапазон измерений (в полосе частот 200 МГц ... 30 ГГц): от -37 дБм до -2 дБм;
- Линейный динамический диапазон 35 дБ (при ошибке менее ± 1 дБ);
- Неравномерность частотной характеристики в полосе от 200 МГц до 30 ГГц: ± 1 дБ;
- Диапазон рабочих температур корпуса:
 - Промышленный (суффикс I): -40°C ... 105°C ,
 - Расширенный (суффикс Н): -40°C ... 125°C .

Dialog Semiconductor выходит на рынок нитрид-галлиевых приборов с первым интегральным силовым устройством

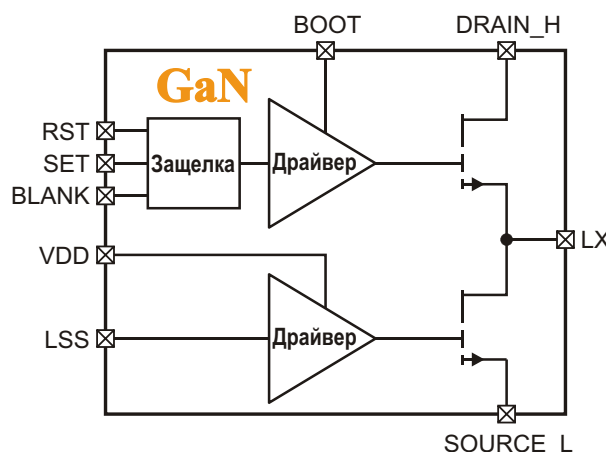
В микросхемах SmartGaN DA8801 силовые GaN МОП-транзисторы интегрированы с аналоговыми драйверами и логическими схемами в одну оптимизированную, исключительно эффективную 650-вольтовую полумостовую конструкцию

Dialog Semiconductor анонсировала и продемонстрировала первую нитрид-галлиевую (GaN) силовую микросхему, изготовленную с использованием 650-вольтового техпроцесса GaN-на-кремнии компании Taiwan Semiconductor Manufacturing Corporation (TSMC).



Совместно с запатентованными Dialog цифровыми контроллерами преобразования энергии, DA8801 позволит повысить плотность мощности сетевых адаптеров, сделав их более эффективными и компактными по сравнению с доминирующими сегодня конструкциями на традиционных кремниевых МОП транзисторах. Новая разработка Dialog с самого начала была нацелена на

сегмент адаптеров быстрой зарядки смартфонов и компьютеров, где со своими контроллерами преобразования энергии компания уже имеет долю рынка свыше 70%.



«Исключительные характеристики GaN транзисторов позволяют заказчикам предлагать потребителям более эффективные и компактные сетевые адаптеры, отвечающие сегодняшним запросам рынка, – сказал Марк Тиндалл (Mark Tyndall), старший вице-президент по корпоративному развитию и стратегии Dialog Semiconductor. – После успеш-

ха, который принесли нам биполярные CMOS-DMOS микросхемы управления питанием, Dialog вновь лидирует в коммерциализации новой технологии для массовых потребительских приложений».

Технология GaN позволяет создавать самые быстродействующие в мире транзисторы, являющиеся ядром высокоэффективных и ультраэффективных преобразователей энергии. Разработанные Dialog полумосты DA8801, в которых такие блоки, как драйверы затворов и схемы сдвига уровня объединены с 650-вольтowymi силовыми ключами, обеспечивают оптимальное решение, снижающее потери мощности до 50% при

КПД, достигающем 94%. Продукт дает возможность беспрепятственно внедрять GaN приборы, отказавшись от сложных схем, необходимых для управления дискретными нитрид-галлиевыми ключами.

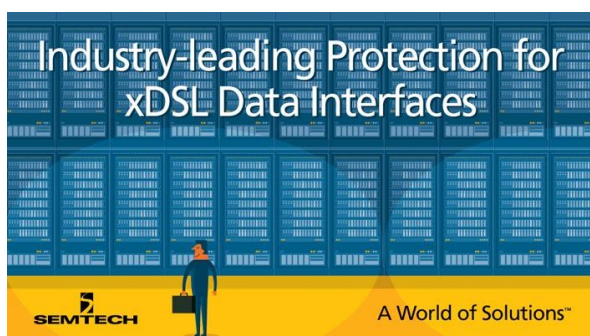
Новая технология позволяет до 50% сократить размеры силовой электроники и разместить конструкцию типичного 45-ваттного сетевого адаптера в объеме современного адаптера мощностью 25 Вт. Это уменьшение размеров позволит создавать истинно универсальные адаптеры для мобильных устройств.

Образцы DA8801 будут доступны начиная с 4 квартала 2016 года.

Semtech анонсирует выпуск лучших в отрасли супрессоров для защиты интерфейсов xDSL и других промышленных и коммуникационных систем

TClamp2472S расширяет платформу TransClamp компании Semtech, повышает надежность систем и защищает схемы от угроз разрушительных перенапряжений

Компания Semtech анонсировала выпуск универсальной матрицы TVS-диодов TClamp2472S, предназначенной для защиты интерфейсов xDSL от опасных импульсных помех. Помимо интерфейсов xDSL, прибор найдет также применение для защиты внутриплатных каналов передачи данных в оборудовании промышленной и коммуникационной инфраструктуры.



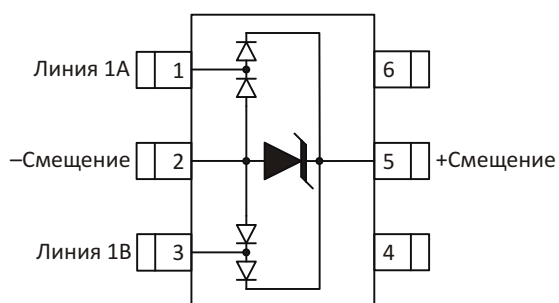
Супрессор TClamp2472S, выпускаемый в стандартном корпусе SOT-23, выдерживает 20-амперные импульсы тока с соотношением длительностей фронта/спада равным 8/20 мкс. Двухканальное устройство обеспечивает лучший в отрасли уровень защиты при взаимной емкости линий менее 3.5 пФ. Высокая устойчивость к перенапряжениям, индуцированным грозовыми разрядами (20 А,

8/20 мкс), поможет изготовителям аппаратуры xDSL в соблюдении жестких отраслевых требований по электромагнитной совместимости.

TClamp2472S является новейшим дополнением к высокодифференцированной платформе TransClamp компании Semtech, обеспечивающей исключительную устойчивость к броскам тока при ультра низкой емкости перехода. Высокая устойчивость к броскам напряжения, основанная на лучшей в отрасли технологии Semtech, дополняется очень низким напряжением ограничения при значительно сниженных значениях тока утечки и емкости.

Основные особенности TClamp2472S

- Защита от импульсных помех высокоскоростных линий передачи данных в соответствии с требованиями стандартов IEC:
 - IEC 61000-4-2 (ESD) ± 8 кВ (разряд через воздушный промежуток);
 - IEC 61000-4-4 (высокочастотные электромагнитные помехи) 40 А (5/50 нс);
 - IEC 61000-4-5 (грозовой разряд) 20 А (8/20 мкс).
- Рабочее напряжение до 24 В
- Высокая перегрузочная способность: 20 А (8/20 мкс);



- Защищает две линии ввода/вывода (одну дифференциальную пару)
- Низкая взаимная емкость линий: менее 3.5 пФ;

- Стандартный для отрасли корпус SOT-23;
- Соответствуют требованиям автомобильного стандарта AEC-Q100;
- Не содержат свинца и отвечают предписаниям директив RoHS/WEEE.

Цены и доступность

TC1amp2472S выпускаются в промышленных объемах и готовы к немедленной отгрузке. В партиях из 10,000 приборов один супрессор продается по цене \$0.28. Semtech оказывает всестороннюю поддержку разработчикам, включая сервисное обслуживание и помощь в организации производства.

Когда использовать усилитель с rail-to-rail входами и на что обращать внимание

Xiyao Zhang, Texas Instruments

В начале своей магистратуры я работала над проектом, в котором для схемы мониторинга в нашей системе нанесения тонких пленок требовался буфер с единичным усилением на операционном усилителе (ОУ). После включения нового устройства я обнаружила, что все сигналы с уровнями, близкими к напряжению положительного источника питания, были обрезаны. Мой товарищ по лаборатории сказал: «О, ты же должна была использовать операционный усилитель rail-to-rail». Так я впервые узнала, что для предотвращения выхода входных сигналов за допустимые пределы мне нужен специальный тип ОУ.

В последние годы все больше ОУ (особенно в категории высокоточных низкоскоростных) имеют диапазон входных синфазных сигналов, включающий оба напряжения питания. Это, конечно, хорошая новость для начинающих разработчиков, таких, как я во времена магистратуры. Во многих случаях гибкость rail-to-rail входов и выходов (RRIO) усилителя позволяет использовать его в нескольких местах одной системы, благодаря чему появляется возможность сократить номенклатуру используемых компонентов. Но даже в тех случаях, когда минимизация перечня компонентов не столь критична, гибкость rail-to-rail входов усилителя все равно дает много преимуществ.

Буфер с единичным усилением в низковольтных системах с однополярным питанием

Одно из приложений, где можно реализовать эти преимущества – буфер с единичным усилением в низковольтной системе с

однополярным питанием. Портативные системы с питанием от батарей повсеместно используются в целом ряде областей, например, в персональной электронике, сборщиках энергии и контрольно-измерительном оборудовании. В большинстве случаев эти системы работают от напряжения 3 В, или даже ниже, что сужает диапазон входных синфазных сигналов (input common-mode range – ICMR).

Для иллюстрации этой проблемы входного диапазона используем как пример семейство OPAx836 (OPA836/OPA2836). OPAx836 – это популярная серия ОУ, не имеющих rail-to-rail входа, но во всем остальном идеальных для портативной аппаратуры. Исключительно энергоэффективные ОУ OPA836 и OPA2836 имеют полосу пропускания 205 МГц и приведенное к входу напряжение шумов 4.6 нВ/ Гц, при этом потребляемый ими ток составляет всего 1 мА на канал. Кроме того, они доступны в миниатюрных корпусах. Такие преимущества позволяют использовать эти ОУ в портативных устройствах, где технические характеристики не должны приноситься в жертву строгим требованиям к потребляемой мощности и габаритам. OPAx836 также имеют rail-to-rail выход (RRO), что позволяет максимально расширить диапазон выходных напряжений для работы при низком напряжении питания. Однако входные синфазные сигналы OPAx836 ограничены диапазоном от ($V_{S-} - 0.2 \text{ В}$) до ($V_{S+} - 1.1 \text{ В}$). «Недостающие» 1.1 В не создают проблем, если включение ОУ предусматривает некоторое усиление, скажем, больше 1.5 В/В, – в таком случае входному сигналу нет необходимости занимать весь диапазон питания. Но в буфере с еди-

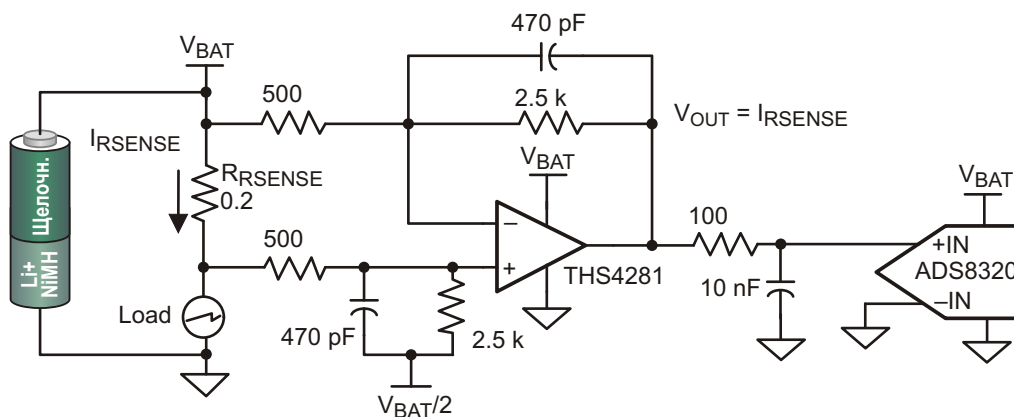


Рисунок 1. Типовая схема измерения тока положительной шины питания с использованием THS4281.

ничным усилением и напряжением питания 3.3 В или меньше эти 1.1 В могут оказаться критичными для портативных систем, где динамический диапазон должен быть максимально широким.

Контроль положительной шины в портативных устройствах с батарейным питанием

Другое применение усилителей с rail-to-rail входом – мониторинг положительной шины в портативных устройствах с батарейным питанием. Для таких целей можно использовать выпускаемый Texas Instru-

ments быстродействующий ОУ THS4281. Он имеет rail-to-rail вход при полосе пропускания 90 МГц и токе потребления всего 0.75 мА, что позволяет разработчикам строить быстрые и гибкие системы с малой потребляемой мощностью. На Рисунке 1 показана типовая схема измерения тока положительной шины питания с использованием THS4281. Вход rail-to-rail здесь очень удобен, поскольку входное синфазное напряжение схемы на Рисунке 1 обычно отстоит от напряжения положительной шины питания не более чем на 1 В, что исключает использования большинства усилителей без rail-to-rail входов, включая OPA836.

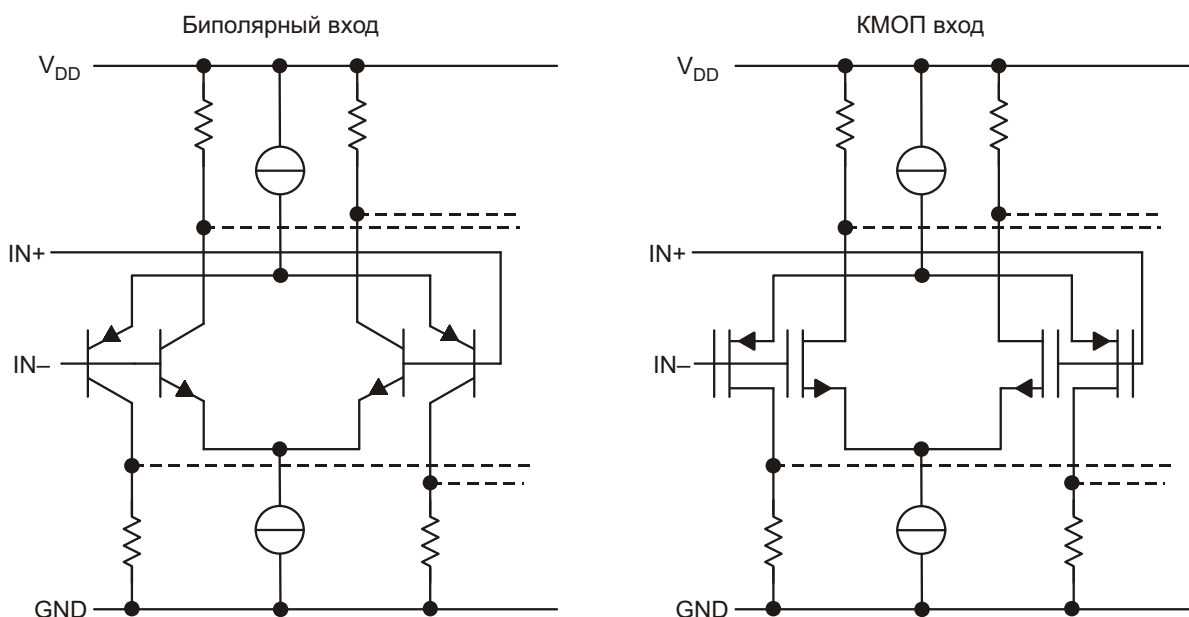


Рисунок 2. Во входных каскадах усилителей с rail-to-rail входами используются либо биполярные транзисторы (слева), либо MOSFET (справа).

Хотя усилители с rail-to-rail входами исключительно гибки и удобны, существует проблема, требующая пристального внимания. В большинстве усилителей с rail-to-rail входом используется топология входного каскада, аналогичная показанной на Рисунке 2. В этой схеме основной каскад на р-п-р биполярных или р-канальных МОП транзисторах, усиливающий сигналы в диапазоне от уровня, чуть меньшего напряжения отрицательной шины питания, до уровня, не достигающего примерно на 1.5 В до напряжения положительной шины, объединен с «вспомогательным» п-р-п/п-МОП каскадом, включающимся на последнем участке диапазона входных синфазных сигналов – в интервале между напряжением положительной шины питания и напряжением, меньшим на 1.5 В. Вследствие этого обычно существует переходная область, в которой происходит «переключение» между основным и вспомогательным каскадами.

Чтобы определить эту область, посмотрим на зависимость напряжения смещения (V_{OS}) от величины входного синфазного сигнала (V_{ICR}), пример которой для THS4281 показан на Рисунке 3. Как видим, когда V_{INCM} проходит диапазон напряжений между ($V_{S+} - 1.4$ В) и ($V_{S+} - 1$ В), V_{OS} «прыгает» вниз, обозначая область, где происходит переключение. Иногда в прецизионных приложениях, где измерения с единичным усилением должны иметь точность порядка 1 мВ, такой скачок V_{OS} нежелателен.

В распоряжении разработчиков интегральных схем имеются различные технологии уменьшения этой ошибки переключения, но если в микросхему не добавлен встроенный зарядовый насос, ошибка переключения будет существовать всегда. В большинстве случаев неприятности, доставляемые этой областью переключения, преодолимы. Например, в схеме на Рисунке 1, до тех пор, пока напряжение батареи V_{BAT} остается ниже 12 В, входной синфазный сигнал должен

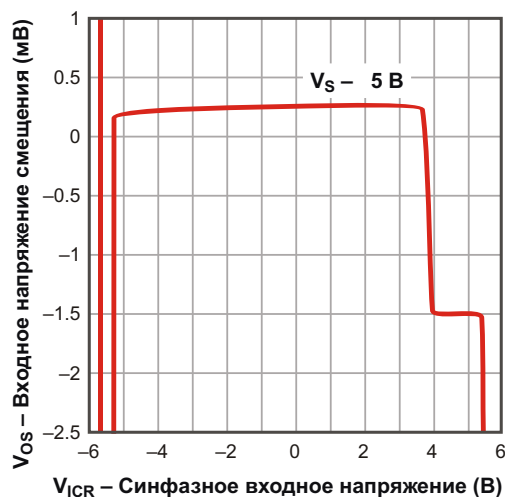


Рисунок 3. Зависимость входного синфазного напряжения (V_{ICR}) от напряжения смещения (V_{OS}) для микросхемы THS4281.

оставаться выше области переключения. Точно так же в схеме инвертирующего или трансимпедансного усилителя до тех пор, пока вы помните про область переключения, вы можете устанавливать любое значение входного синфазного напряжения в пределах диапазона питания. Кроме того, поскольку входные напряжения в этих схемах на ОУ не изменяются, последствия переключения гораздо менее заметны.

Заключение

Использование усилителя с rail-to-rail входами может дать много преимуществ, таких, например, как максимальное расширение динамического диапазона сигнальной цепи или сокращение списка необходимых компонентов. Есть некоторые вещи, о которых не следует забывать, например, о разрыве графика V_{OS} во время переключения входных каскадов. Впрочем, как я уже говорила, это не препятствие, а скорее неудобство. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPAx836](#)
2. [Datasheet Texas Instruments THS4281](#)

Выбираете прецизионный операционный усилитель? Положитесь на Златовласку.

Daniel Burton, Analog Devices

Analog Dialogue



Вопрос:

Я выбираю операционный усилитель (ОУ) для точного сигнального канала. Всегда ли быстрее значит лучше?

Ответ:

Выбор подходящей полосы пропускания для приложения с прецизионным ОУ во многом напоминает опыт Златовласки, пытавшейся выбрать между мисками с кашей трех медведей – одна миска была слишком горячая, другая слишком холодная, а третья была в самый раз. Нам хотелось бы иметь усилитель, который был бы не слишком медленным, и не слишком быстрым, а давал бы нашему сигналу усиление и скорость, необходимые для поддержания устойчивости и точности.

Ключевыми характеристиками ОУ с обратной связью по напряжению в этом приложении являются произведение коэффициента усиления на ширину полосы пропускания (GBP) и запас устойчивости по фазе. На Рисунке 1 показана зависимость коэффициента усиления и фазы от частоты для популярного прецизионного ОУ ADA4610 с раз-

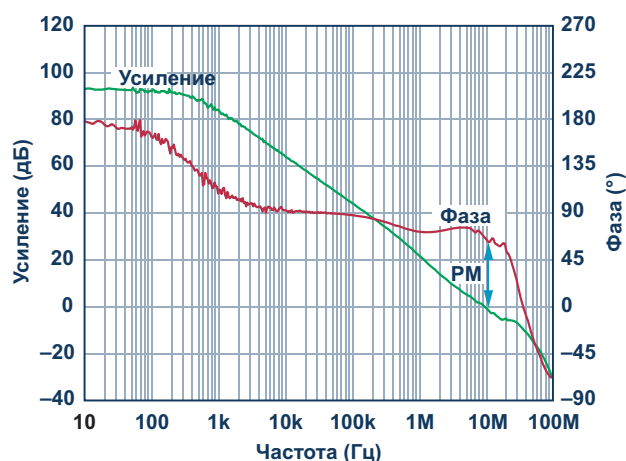


Рисунок 1. Частотная зависимость коэффициента усиления и фазы для усилителя с разомкнутой петлей обратной связи.

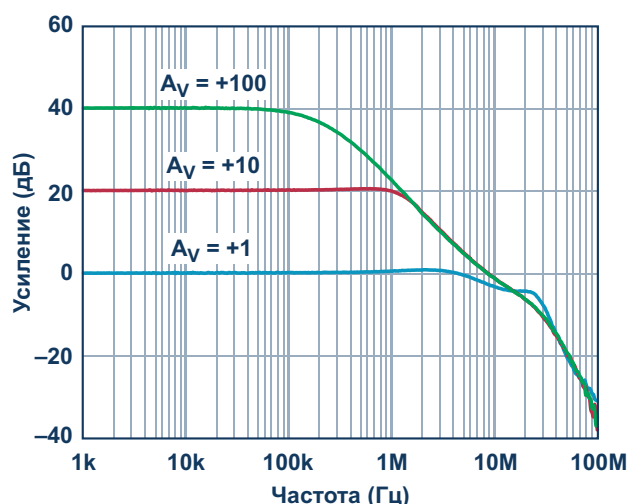


Рисунок 2. Зависимость коэффициента усиления с замкнутой петлей обратной связи от частоты.

омкнутой петлей обратной связи. График показывает, что коэффициент усиления ОУ на низких частотах превышает 30,000 (90 дБ), а далее падает со скоростью 20 дБ на декаду и достигает единичного усиления (0 дБ) примерно при частоте 10 МГц, известной как частота единичного усиления. Диаграмма Боде для коэффициента усиления ОУ с разомкнутой обратной связью дает нам возможность определить GBP и спроектировать схему усилителя с заданным коэффициентом усиления и полосой пропускания, равной этому произведению, как показано на Рисунке 2. Например, заметьте, как уменьшение на одну декаду коэффициента усиления с замкнутой обратной связью (A_V) со 100 (или 40 дБ) до 10 (или 20 дБ) приводит к расширению на одну декаду полосы пропускания – со 163 кГц до 1.63 МГц.

Аналогичным образом, фазовая диаграмма ОУ на Рисунке 1 демонстрирует фазовый сдвиг, неизбежно возникающий при прохождении сигнала через операционный усилитель. Запас по фазе может быть приближенно оценен путем считывания фазового сдвига в полосе пропускания схемы усилителя. Для ADA4610 он составляет приблизительно 67° , что является достаточным запасом по фазе, обеспечивающим устойчивость схемы. Если система сконструирована так, что запас схемы усилителя по фазе снижается настолько, что становится слишком мал, это может привести к появлению таких симптомов, как звон выходного напряжения, или даже генерация.

Помимо устойчивости, от частоты зависит и точность. Наибольшее значение коэффициент усиления ОУ с разомкнутой обратной связью имеет на низких частотах, и иногда он называется коэффициентом усиления постоянного тока. По мере увеличения частоты коэффициент усиления падает, и ошибка усиления увеличивается. Таким образом,

чтобы увидеть ошибки усиления, которые могут быть чрезмерно большими для точного сигнала датчика частота, не должна быть такой уж высокой.

Величина усиления ОУ с замкнутой петлей обратной связи может быть рассчитана по приведенной ниже формуле, в которой:

– коэффициент обратной связи,

$1/$ – идеальный коэффициент усиления замкнутого контура (например, 100 В/В на зеленой кивой Рисунка 2),

A – называется петлевым усилением.

$$A_V = \frac{1}{1 + \frac{1}{A}}$$

Мы видим, что ошибка усиления увеличивается по мере уменьшения петлевого усиления с частотой. Ошибку в процентах можно рассчитать с помощью следующего выражения:

$$\text{Ошибка} = 1 - \frac{1}{1 + \frac{1}{A}} \cdot 100.$$

Графически петлевое усиление A можно представить как разность между коэффициентом усиления постоянного тока усилителя с разомкнутой обратной связью, представленного на Рисунке 1 (а также приведенного в документации), и коэффициентом усиления усилителя с замкнутой петлей, представленного на Рисунке 2. Например, взяв удобное круглое число 100 дБ для коэффициента усиления ОУ с разомкнутой обратной связью, и идеальный коэффициент усиления с замкнутой петлей обратной связи, равный 40 дБ, мы получим петлевое усиление 60 дБ (или 1000 В/В). Таблица 1 показывает, что увеличение коэффициента петлевого усиления уменьшает ошибку (улучшает точность).

Таблица 1. Увеличение петлевого усиления уменьшает ошибку.

Коэффициент усиления постоянного тока ОУ с разомкнутой петлей обратной связи (дБ)	Коэффициент усиления с замкнутой петлей обратной связи (дБ)	Петлевое усиление (дБ)	Петлевое усиление (В/В)	Ошибка (% от идеального коэффициента)
100	40	60	1000	0.1
100	20	80	10000	0.01

Получается, что если чем полоса пропускания и петлевое усиление больше, тем лучше, то почему бы не использовать ОУ с GBP, намного превышающим коэффициент усиления

и полосу пропускания нашего сигнала? Однако по целому ряду причин использовать завышенную величину GBP нельзя. Широкополосный шум ОУ собирается со всей поло-

сы пропускания усилителя. Если мы выбираем полосу пропускания ОУ больше, чем необходимо, то получим излишний шум, который будет усиливаться схемой и снижать отношение сигнал/шум системы. Высокоскоростные ОУ более восприимчивы к паразитной емкости системы, которая может добавить задержку к сигналу обратной связи и уменьшить запас по фазе и, следовательно, устойчивость. Наконец, более быстрые операционные усилители потребляют больше энергии, поскольку реактивный ток выходного каскада ОУ должен быть выше, для того, чтобы управлять емкостями нагрузки на более высокой частоте.

Выбрав очень быстрый ОУ, вы можете обжечься на повышенном энергопотреблении и низком качестве сигнала. Взяв слиш-

ком медленный ОУ, вы заморозите вашу точность, стабильность и другие рабочие характеристики. Самым правильным решением для вашего приложения будет выбор ОУ с правильным балансом скорости, коэффициента усиления, точности и запаса по фазе. **РЛ**

Ссылки

1. Castro, Gustavo. Citius, Altius, Fortius. Analog Dialogue, [Rarely Asked Questions – Issue 128](#). Analog Devices, Inc.
2. Jung, Walter G. [Op Amp Applications Handbook](#). Analog Devices, Inc., 2002.
3. Tutorial MT-033. [Voltage Feedback Op Amp Gain and Bandwidth](#). Analog Devices, Inc., 2009.
4. Tutorial MT-44. [Op Amp Open-Loop Gain and Open-Loop Gain Nonlinearity](#). Analog Devices, Inc., 2009.

Где список «10 лучших процессоров для Интернета вещей»?

Junko Yoshida

EE Times

Скажите нам, кто выпускает 10 лучших процессоров для Интернета вещей? Есть ли где-нибудь список, в котором перечислены 10 лучших процессоров для Интернета вещей? Что позволяет говорить, что один из таких процессоров успешнее остальных?

Можем ли мы, исходя из предположения, что рынок Интернета вещей (IoT) набирает обороты, сделать вывод, что процессоры для IoT идут в ногу со временем и полупроводниковая промышленность срывает куш?

Если да, то где эти процессоры? Есть ли где-нибудь таблица, в которой перечислены 10 лучших процессоров для IoT? Что делает один такой процессор успешнее остальных?

Это не праздные вопросы.

В конце концов, IoT был хитом сезона среди производителей микросхем на протяжении нескольких лет. Воспользовавшись успехом IoT, они с азартом расширяли ассортимент продукции, хвалясь при этом потенциалом своего роста.

И я начал искать неуловимую Десятку самостоятельно, главным образом, для того, чтобы лучше разобраться в процессорах для IoT. Чем больше людей я спрашивал, и чем больше читал статей и пресс-релизов по этой теме, тем более неоднозначным представлялся мой будущий рассказ. Я не смог найти ни одного аналитика отрасли, который доступно и уверенно объяснил бы мне, кто побеждает, а кто проигрывает.

Я пришел к пониманию того, что есть несколько причин, почему рынок все еще находится в состоянии такого движения, и почему не существует списка «10 лучших процессоров для IoT».

В движении

Во-первых, рынок IoT – неважно как вы его представляете – не сильно отличается от рынка встраиваемых систем. Да, эти «встроенные» устройства IoT «связаны». Но так же как производители микроконтроллеров на протяжении десятилетий изо всех сил стараются понять, как обслуживать фрагментированный рынок встраиваемых систем, так же будут бороться и поставщики процессоров IoT. Рынок IoT настолько фрагментирован, что найти победителя среди процессоров очень трудно.

Во-вторых, играет свою роль и беспрецедентное количество слияний и поглощений, происходивших в полупроводниковой промышленности на протяжении последних 18 месяцев.

Тони Массимини (Tony Massimini), технический директор Semico Research Corporation, сказал: «За последние два года было больше слияний и поглощений, чем мы видели за последние 20 с лишним лет». Не удивительно, что рынок еще находится в движении.

По словам Массимини, производитель микросхем, который только что приобрел другую компанию, как правило, занят рассмотрением новых добавленных продуктов, сравнивая их с собственными, и попытками продумать дальнейшую стратегию.

Речь в данном случае идет о приобретении Atmel компанией Microchip. Объединившись, они руководят продвижением нескольких различных линеек микроконтроллеров и элементов подключения. Как заметил Массимини, еще неизвестно, «как они самоорганизуются» на рынке IoT.

Другим примером может служить Cypress Semiconductor.

Недавно Cypress объявила о приобретении за \$550 млн. части бизнеса компании Broadcom, связанного с беспроводными технологиями для IoT. Сделка включает в себя передачу IoT продуктовых линеек Wi-Fi, Bluetooth и Zigbee, а также интеллектуальной собственности. Кроме того, предусмотрена передача бренда WICED и экосистемы разработки.

Да, кстати, Cypress еще купила Spansion в прошлом году.

Массимини отметил, что до того, как все это случилось, к своему бизнесу встраиваемой флеш-памяти Spansion добавила микроконтроллерный и аналоговый бизнесы компании Fujitsu.

Опять же, кто знает, как, или как скоро новые покупки Cypress в области IoT сольются в последовательную стратегию сложного поиска процессора для IoT?

В то же время, не означает ли это, что компания Broadcom (ранее известная как Avago до ее покупки Broadcom) больше не проявляет интереса к IoT?

От интервью, предложенного EE Times, чтобы прояснить ситуацию, Broadcom отказалась. Майк Демлер (Mike Demler), старший аналитик The Linley Group, отметил, что в декабре прошлого года Broadcom представила образцы новых устройств семейства WICED 2.4 ГГц для Bluetooth и 802.15.4. По мнению Демлера, они «кажутся очень конкурентоспособными по сравнению с другими имеющимися на рынке микросхемами IoT с ядром Cortex-M4. Broadcom, по сути, является первой компанией, объявившей о производстве встраиваемой флеш-памяти 40 нм, которая могла бы предоставить преимущество в производительности и интеграции».

Но, конечно, теперь, когда Broadcom продает WICED компании Cypress, как сказал Демлер: «Похоже, они выходят из бизнеса IoT».

Определение

В-третьих, есть еще один важный вопрос. Что мы понимаем под процессором для IoT?

Демлер сказал: «По нашему определению процессор для IoT должен предоставлять некоторые встроенные функции связи, даже если это просто радиомодем».

Linley Group исключает из этой категории стандартные встраиваемые процессоры и микроконтроллеры, которые многие производители сейчас называют процессорами для IoT, поскольку эти устройства в течение многих лет служили в приложениях, не подключенных к Интернету. «Таким образом, ключевым фактором является интегрированная беспроводная связь», – сказал Демлер.

Тем, кто не имеет такой возможности, Демлер советует объединять свои процессоры с отдельным радио чипом в многокристальной микросхеме, «но это увеличивает стоимость, занимаемую на плате площадь и, возможно, энергопотребление». Радио чип также может быть предоставлен сторонним поставщиком, но тогда «увеличится количество проблем, связанных с поддержкой продукта».

Далее он добавил: «Использование процесса производства встроенной флеш-памяти снижает стоимость, размеры и энергопотребление, а также позволяет запускать протоколы Bluetooth или ZigBee из памяти на кристалле».

Массимини и Демлер согласились, что интегрированные функции безопасности являются обязательными. «Чтобы обеспечить законченное решение, беспроводные процессоры для IoT должны поставляться с программным стеком», – сказал Демлер.

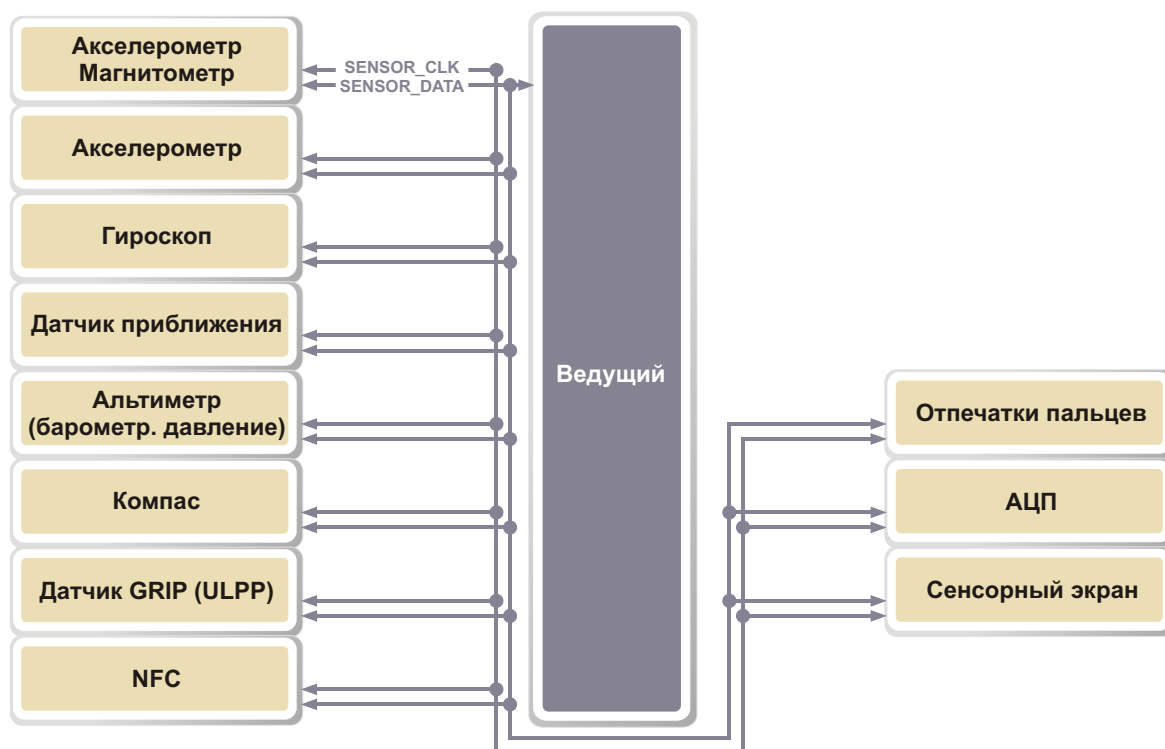
Массимини отметил, что если технический форум NXP FTF можно в каком-то смысле считать признаком тенденции, то сочетание экспертизы безопасности с IoT становится ключевой отличительной особенностью некоторых компаний, таких как NXP. Он добавил: «Подключение к Интернету «разворошило змеиное гнездо». Теперь, как говорят люди, каждый может увидеть все».

Сочетание датчиков

В-четвертых, как насчет сочетания разнотипных датчиков? Помимо возможности подключения к Интернету, признаком, отличающим процессор IoT от обычных микроконтроллеров, должна быть способность принимать (а возможно, и обрабатывать) большие объемы данных, поступающих от различных датчиков.

Зададимся вопросом: что нужно производителям IoT-систем? Решение, объединенное с процессором приложений (который может стать концентратором сигналов датчи-

С MIPI I3C



ков), или же они хотят автономный процессор, способный собирать и обрабатывать данные с сенсоров без процессора приложений?

Помимо безопасности еще одним важным отличием «является интеграция интерфейсов аналоговых/смешанных сигналов для работы с датчиками и исполнительными механизмами, – добавил Демлер из Linley Group. – Производителям, которые больше ориентируются на цифровые компоненты, зачастую не хватает возможностей эффективной обработки аналоговых данных».

Хотя, когда дело доходит до комбинации датчиков, Массимини считает, что ключевую роль в будущих разработках процессоров для IoT будет играть интерфейс I3C, анонсированный альянсом MIPI.

Альянс MIPI (Mobile Industry Processor Interface – Процессорный интерфейс для отрасли мобильных устройств) разработал новое расширение интерфейса Inter-Integrated Circuit (I2C или I²C) для соединения микроэлектромеханических систем и других датчиков с концентраторами или процессорами.

Как объяснил Питер Лефкин (Peter Lefkin), исполнительный директор альянса, MIPI I3C был разработан «для удовлетворения острой

потребности инженерного сообщества в удобном межкристальном интерфейсе, способном облегчить проблемы интеграции датчиков в конструкцию изделия».

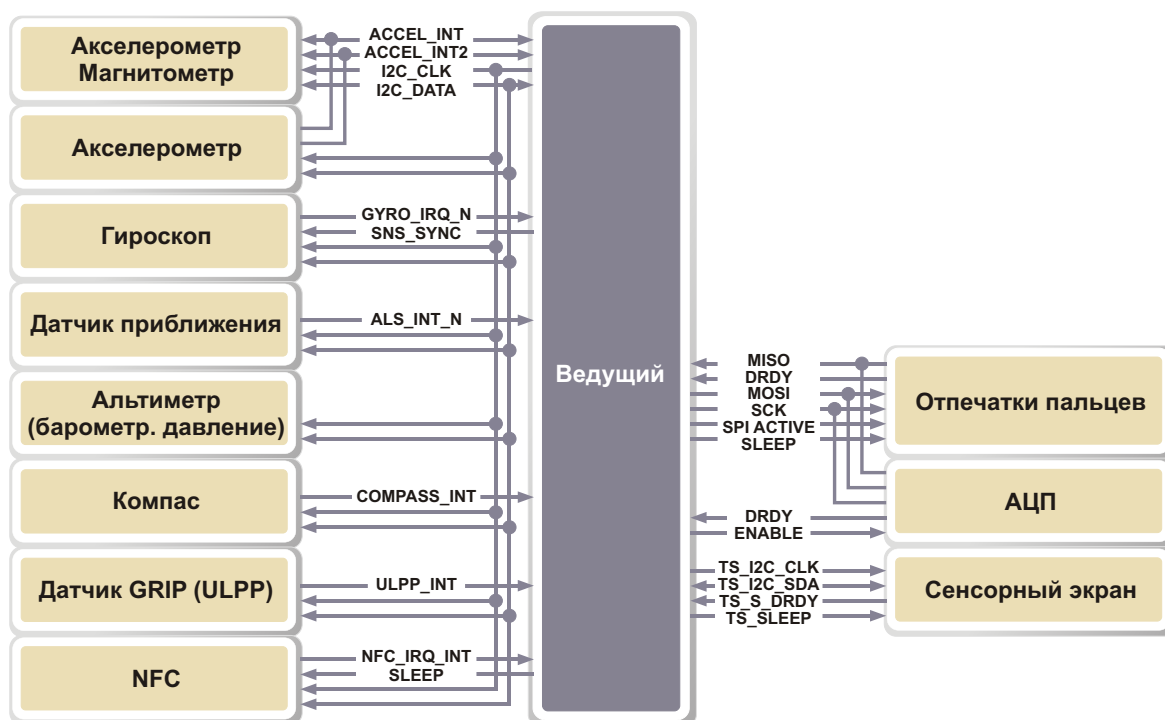
В число участников процесса разработки включены производители датчиков и мобильных устройств.

На вопрос, как скоро I3C будет доступен для производителей микросхем, Лефкин ответил: «Мы ожидаем, что принятие интерфейса будет проходить в быстром темпе, как только спецификация официально будет утверждена правлением альянса MIPI в конце 2016 года».

Лефкин и Кен Фоуст (Ken Foust), глава рабочей группы альянса MIPI по работе с датчиками, рассказали об особенностях и преимуществах I3C.

- Одной из ключевых особенностей MIPI I3C является двухпроводной интерфейс с возможностью виртуализации прерываний, что значительно снижает количество выводов и сигнальных путей и облегчает интеграцию нескольких датчиков в устройство.
- На стандартных КМОП линиях ввода/вывода MIPI I3C поддерживает минимальную скорость передачи данных

Без MIPI I3C



10 Мбит/с с возможностью выбора режимов с большей производительностью и скоростью передачи данных. Это скачок в характеристиках и энергетической эффективности по сравнению с предыдущими вариантами.

- Для повышения точности приложений, использующих сигналы различных датчиков, в MIPI I3C предусмотрена поддержка синхронных и асинхронных временных меток.
- MIPI I3C также позволяет датчикам быть всегда включенными, даже если другие компоненты устройства находятся в состоянии сна; при этом они будут работать на очень малой мощности, чтобы минимизировать влияние на разряд батареи.

Важно отметить, что MIPI I3C предназначен не только для поддержки датчиков в мобильных устройствах, но также для IoT и

других систем с низким энергопотреблением и большей пропускной способностью, требующих меньшего числа проводов.

По словам членов рабочей группы, «проработанные проекты доступны и в настоящее время находятся в стадии разработки для участников и членов совета альянса MIPI».

Интеллектуальная собственность на MIPI I3C уже выходит на рынок. В конце апреля Synopsys объявила о поступлении в продажу первых в отрасли прав интеллектуальной собственности на контроллер MIPI I3C, предназначенный для облегчения интеграции групп датчиков в такие приложения, как мобильные устройства, автомобильная техника и IoT.

Таким образом, я думаю, мы уже близки к цели. Но что насчет того списка «10 лучших процессоров для IoT»? Наберитесь терпения и подождите немного. **РЛ**

Цифровое управление источником опорного напряжения

Christopher Dean, Texas Instruments

Electronic Design

При добавлении цифрового потенциометра и логометрической схемы делителя в цепь обратной связи микросхемы источника опорного напряжения вы сможете устанавливать выходное напряжение опорного источника с помощью цифрового кода

Регулируемые источники опорного напряжения очень удобны для разработчиков схем, поскольку их выходные напряжения не ограничиваются значениями, установленными изготовителями. Типовая конфигурация такого регулируемого источника создается с помощью делителя напряжения, включаемого между выходом схемы и входом обратной связи (Рисунок 1). Для регулировки выходного напряжения схема сравнивает напряжение на выводе обратной связи с напряжением внутреннего опорного источника (которое в этой статье мы будем обозначать V_{REF_INT}), типичное значение которого составляет 1.2 В. Устройство подстраивает выходное напряжение до тех пор, V_{FB} и V_{REF_INT} не совпадут.

Одни регулируемые шунтовые опорные источники, такие, как LM4041-N, поддерживают напряжение V_{FB} равным падению напряжения на резисторе R1, другие, например,

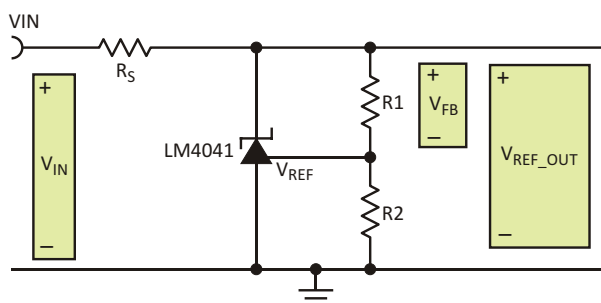


Рисунок 1. В типичном регулируемом источнике опорного напряжения для установки выходного значения используется делитель напряжения, включенный между выходом и входом обратной связи.

TLV431 – на R2. Эта усовершенствованная схема демонстрирует один из возможных вариантов замены резистивного делителя для управления опорным напряжением с помощью цифровых сигналов. В предлагаемой схеме для этого используется микросхема LM4041-N, однако с равным успехом концепцию можно расширить на другие шунтовые опорные источники.

Метод основан на замене двух постоянных резисторов одним цифровым потенциометром. Идея схемы иллюстрируется Рисунок 2, где вывод обратной связи V_{REF} соединен с движком потенциометра, верхний и нижний выводы которого подключены к шинам V_{REF_OUT} и GND, соответственно. На Рисунок 3 показана та же схема, в которой в качестве делителя напряжения используется цифровой потенциометр TPL0102.

Для того чтобы цифровой потенциометр выполнял функцию делителя, надо подключить верхний и нижний выводы внутреннего резистора к источнику напряжения, а выход

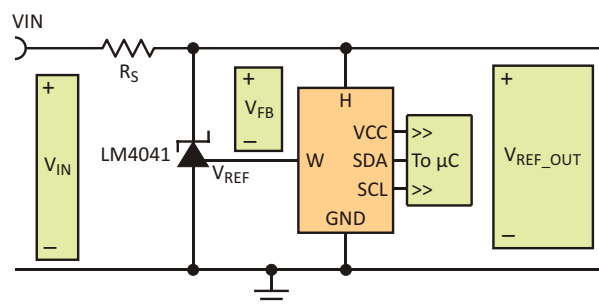


Рисунок 2. При замене двух постоянных резисторов цифровым потенциометром появляется возможность цифровой установки выходного напряжения.

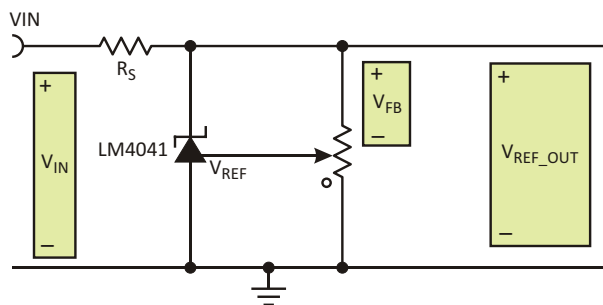


Рисунок 3. В этой схеме отношение сопротивлений резисторов определяется положением движка цифрового потенциометра, позиция которого, в свою очередь, устанавливается цифровым кодом.

схемы к движку. Позиция движка, задаваемая посылкой в устройство цифрового кода, определяет соотношение сопротивлений между движком и верхним и нижним выводами. В микросхеме TPL0102 для этого используется интерфейс I²C, в то время как доступны и другие потенциометры с последовательным периферийным интерфейсом (SPI) или с параллельными интерфейсами.

Поскольку выходное напряжение устанавливается соотношением сопротивлений, их абсолютные значения не критичны. Это позволяет легко заменить резистивный делитель цифровым потенциометром. При этом зависимость регулируемого выходного напряжения от соотношения резисторов будет описываться следующим выражением:

$$V_{REF_OUT} = V_{REF_INT} \frac{R_2}{R_1} \quad (1)$$

Это очень важное соображение, поскольку абсолютные значения сопротивлений цифровых потенциометров могут иметь значительный разброс, но отношение сопротивлений выдерживается с высокой точностью. Например, для того чтобы получить выходное опорное напряжение 3.3 В, отношение сопротивлений R2 к R1 должно равняться 1.66.

В технической документации на потенциометр приведены формулы для расчета выходного напряжения делителя при заданном цифровом коде формулы (2) и (3). В этих формулах:

V_{HW} – напряжение между верхним выводом (H) и движком (W),

V_{WL} – напряжение между движком (W) и нижним выводом (L).

$$V_{HW} = V_H \cdot 1 - \frac{\text{Код}}{N_{TAPS}} \quad (2)$$

$$V_{WL} = V_H \cdot \frac{\text{Код}}{N_{TAPS}} \quad (3)$$

Поскольку V_{FB} падает на резисторе R1, мы используем формулу (2), определяющую напряжение между верхним выводом и движком. Движок подключен к выводу обратной связи опорного источника, и напряжение V_{FB} отслеживает V_{REF_INT} . Решение уравнения (4) относительно значения цифрового кода, требуемого для установки напряжения V_{REF_OUT} , дает:

$$\text{Код} = N_{TAPS} \cdot 1 - \frac{V_{REF_INT}}{V_{REF_OUT}} \quad (4)$$

Здесь N_{TAPS} – число отводов. Подставляя в (4) числовые значения $N_{TAPS} = 256$, $V_{REF_INT} = 1.24$ В и $V_{REF_OUT} = 3.3$ В, получаем выражение (5), из которого находим, что в цифровой потенциометр должно быть записано десятичное число 160, при котором сопротивления резисторов R1 и R2 будут равны 37.50 кОм и 62.50 кОм, соответственно. Что еще более важно, отношение этих сопротивлений, равное 1.66, также вычисляется с использованием выражения (1)

$$\text{Код} = 256 \cdot 1 - \frac{1.24 \text{ В}}{3.3 \text{ В}} = 160 \quad (5)$$

Если нужно изменить опорное напряжение, просто передайте новый код по шине I²C, чтобы передвинуть движок потенциометра в соответствующую позицию. В результате изменится напряжение на входе обратной связи, и на выходе установится новое значение V_{REF_OUT} . Потенциометр можно использовать также для цифровой «подстройки» опорного напряжения. При большем количестве отводов потенциометра увеличивается разрешающая способность установки отношения сопротивлений и, соответственно, разрешение выходного опорного напряжения.

Применение цифровых потенциометров в этих схемах ограничивается их напряжением питания, которое в типичном случае не может

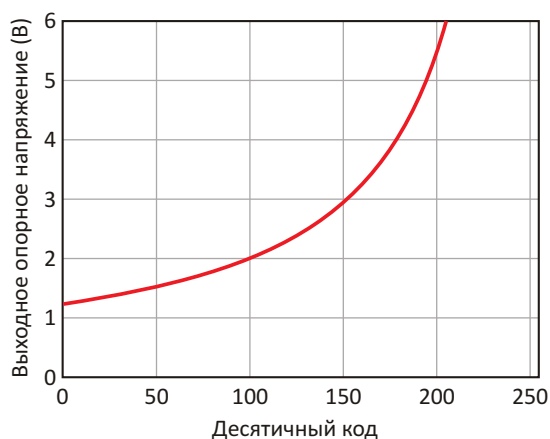


Рисунок 4. Зависимость опорного напряжения от цифрового кода имеет нелинейный характер, но при необходимости легко рассчитывается, или определяется заранее и сохраняется в памяти.

превышать 5.5 В. Поэтому очень важно, чтобы отношение сопротивлений не принимало значений, при которых напряжение V_{REF_OUT} было бы больше 5.5 В. Для цифрового потенциометра с 256 отводами и параллельного источника с внутренним опорным напряжением 1.24 В значение десятичного кода не должно превышать 200. На Рисунке 4 изображена зависимость выходного опорного напряжения от цифрового кода потенциометра с 256 отводами при напряжении опорного устройства 1.24 В.

Пред подачей питания на шунтовой опорный источник вы должны включить и сконфигурировать цифровой потенциометр, чтобы гарантировать, что движок, то есть коэффициент деления, установлен правильно. Если же это невозможно, добавьте большое сопротивление, включив его параллельно тому резистору, на котором не падает напряжение V_{FB} . Для LM4041 это может быть резистор 1 МОм, включенный между выводом обратной связи и землей (параллельно R2), или резистор 1 МОм между выводом обратной связи и выходом (параллельно R1) для TLV431.

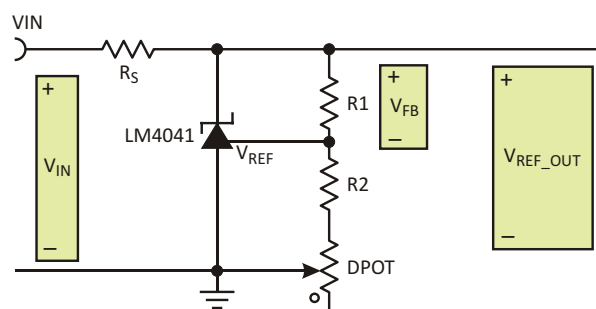


Рисунок 5. Реостатное включение потенциометра позволяет исключить дополнительный параллельный резистор. Однако теперь схема в большей степени зависит от абсолютного значения сопротивления, чем от точно известного отношения сопротивлений.

Для того чтобы не ставить параллельный резистор, выберите подходящие сопротивления постоянных резисторов R1 и R2, а цифровой потенциометр установите последовательно с ними. Тогда потенциометр вы должны включить реостатом (Рисунок 5). Эта конфигурация зависит от абсолютного значения сопротивления цифрового потенциометра, которое будет не столь точным, как в схеме логометрического делителя напряжения, поэтому для окончательного выбора цифрового кода здесь потребуется обратная связь к микроконтроллеру. Дополнительную информацию по источникам опорного напряжения, их топологиям и принципам работы можно найти по ссылкам [1]...[3]. **РЛ**

Ссылки

1. ["Voltage Reference Selection Basics"](#).
2. ["Shunt vs. series: How to select a voltage reference topology"](#).
3. ["Understanding Voltage References"](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4041](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLV431](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TPL0102](#)

Электротехника в 1960-х: Транзистор изменил все

Martin Rowe

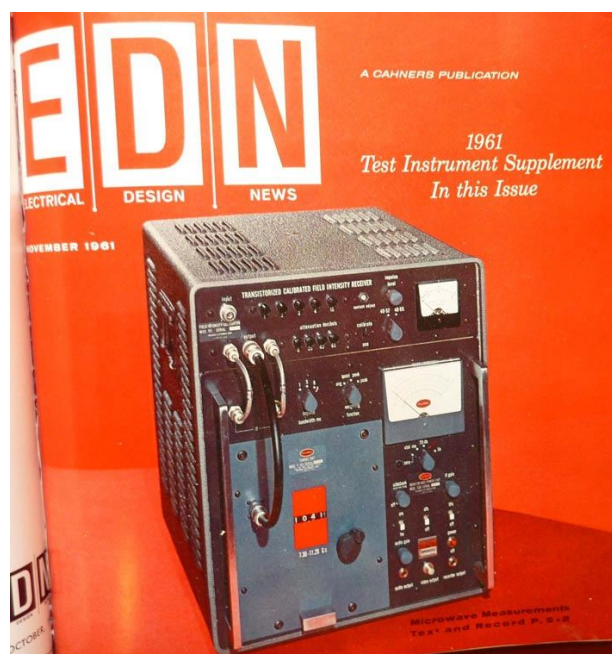
EDN

Конец 1950-х и начало 1960-х годов, возможно, был периодом самых драматичных изменений, когда-либо обрушивавшихся на электротехнику. С приходом транзисторов у многих инженеров возникла необходимость быстро изучить принцип их работы и использования. Менеджерам инжиниринга предстояло убедить вышестоящее руководство, что за транзисторами будущее электроники. Одним из тех менеджеров был Герберт Поллак (Herbert Pollack).



Герберт Поллак.

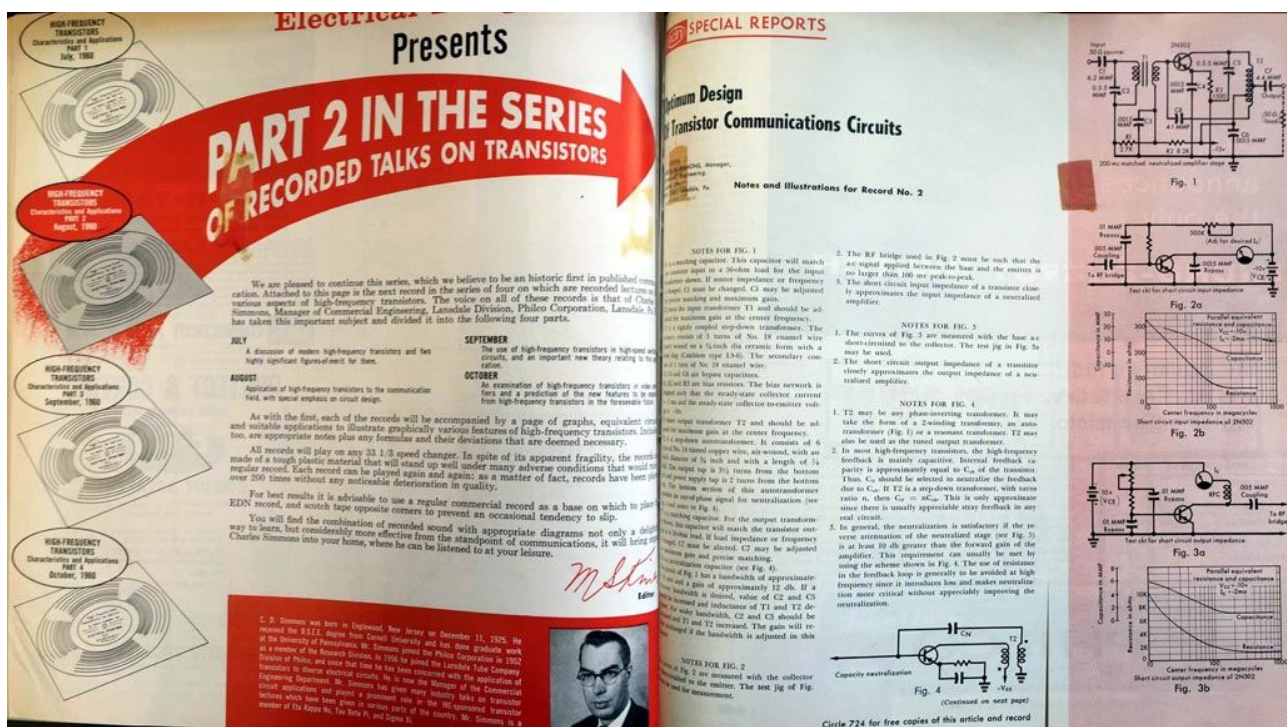
С 1955 по 1965 год Поллак работал в Polarad Electronics. Начав свою карьеру с инженера-конструктора, он закончил ее в должности вице-президента. Расположенная в Нью-Йоркском районе Квинсе компания Polarad занималась разработкой и производством анализаторов СВЧ-диапазона. Один из таких продуктов появился на обложке EDN в ноябре 1961 года.



Анализатор СВЧ-диапазона компании Polarad на обложке EDN в 1961 г.

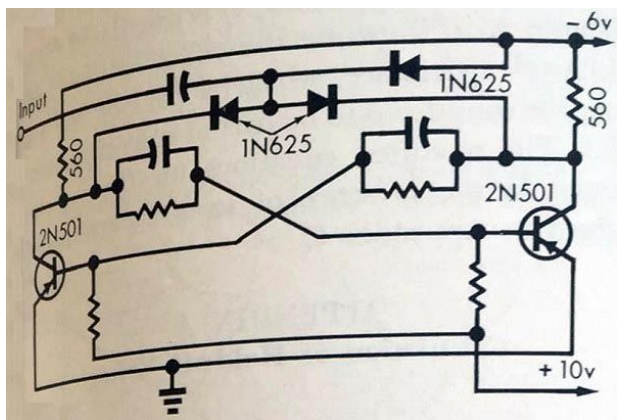
В июле 2016 года я разговаривал с Поллаком в его доме в штате Массачусетс.

«Когда пришли транзисторы, никто в компании ничего о них не знал, — сказал Поллак. — Занимая в то время должность главного инженера, я должен был выяснить и довести до команды моих инженеров, как получить информацию о транзисторах, что они представляют собой и как их использовать. Мы знали, что должны догнать наших главных конкурентов — Hewlett-Packard».



Electrical Design News опубликовал серию из четырех статей, посвященных основам высокочастотных транзисторов.

В начале 1960-х годов транзисторы только начинали изучать в университетах. Это было здорово для студентов, но не для инженеров-практиков. Поллаку требовалось подготовить своих инженеров к внедрению этой быстро развивающейся технологии. «Я должен был убедить руководство в необходимости перехода к транзисторам и полупроводникам в целом, чтобы не отстать от конкурентов, — сказал он. — Нам нужно было узнать, как



В 1960-х инженеры делали цифровые схемы на дискретных транзисторах и диодах.

использовать транзисторы и интегральные схемы, и как делать из транзисторов логические элементы».

На вопрос о том, как он донес знания о транзисторах до своих инженеров, Поллак ответил: «Мы узнавали о транзисторах из статей, появлявшихся в профессиональных журналах. Мы находили людей, имевших элементарные знания о транзисторах, и приводили к себе, чтобы послушать их лекции. Кроме того, просто ставили собственные эксперименты и учились на практике. В основном, мы учили себя».

Знания о транзисторах были нужны не только инженерам Поллака из Polarad. Видя такую необходимость, Electrical Design News опубликовала серию из четырех статей об основах ВЧ транзисторов, включив туда аудио на грампластинке.

Поллак покинул Polarad в 1965 году в должности вице-президента. Он перевез семью в штат Массачусетс и присоединился к компании Sanders Associates. В 1979 году Поллак организовал компанию Parlex, занявшись выпуском гибких и особо прочных печатных плат и кабелей. **ПЛ**

Самый мощный в мире радиочастотный транзистор заменит электровакуумные приборы в промышленных системах

John Powell, NXP Semiconductors

Microwave Engineering Europe

Последние достижения в области технологии LDMOS позволили не только использовать радиочастотные транзисторы в тех приложениях, где раньше безраздельно доминировали электровакуумные приборы, но и расширить сферу их применения. Новый мощный радиочастотный транзистор MRF1K50H компании NXP при питании напряжением 50 В способен как в импульсном, так и в непрерывном режимах отдавать в нагрузку 1500 Вт в диапазоне частот от 1.8 до 500 МГц, что делает его самым мощным транзистором



Рисунок 1. Изображенные здесь в трех вариантах корпусов новые 1.5-киловаттные радиочастотные транзисторы компании NXP на сегодня являются самыми мощными твердотельными высокочастотными приборами. Версия с керамическим корпусом с воздушной полостью совместима с существующими транзисторами; для увеличения выходной мощности достаточно лишь небольшой перенастройки.

среди выпускаемых отраслью по любым технологиям и для любых частот.

Когда несколько лет назад NXP представила транзистор с непрерывной выходной мощностью 1250 Вт, он быстро завоевал популярность в самых разных приложениях большой мощности, где раньше традиционно использовались электровакуумные триоды и тетроды, поскольку это был первый LDMOS транзистор, способный работать в системах, в которых могут происходить огромные рассогласования импедансов.

Новый MRF1K50H (Рисунок 1) сместил этот уровень надежности в область более высоких мощностей, что делает его еще более привлекательным для приложений большой мощности. Это могут быть, в частности, схемы накачки углекислотных лазеров и источников плазмы, а также установки

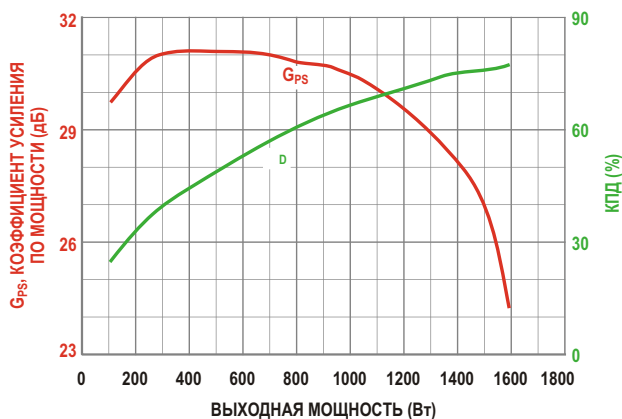


Рисунок 2. MRF1K50H отдает непрерывную мощность 1550 Вт на частоте 27 МГц при усилении 25.9 дБ и КПД 78%.

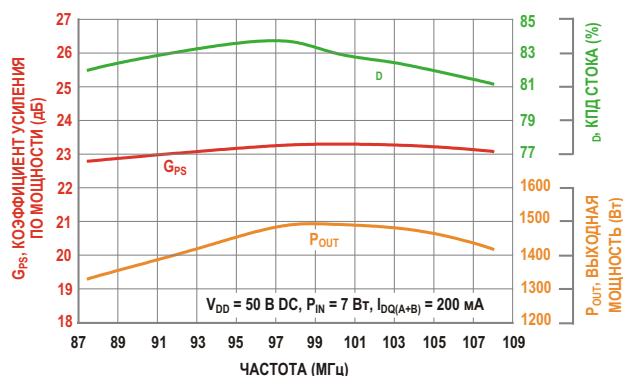


Рисунок 3. Основные характеристики транзисторов MRF1K50H в радиовещательном диапазоне частот. Как можно видеть, КПД остается в пределах 81% ... 84%.

физики высоких энергий, в которых они формируют электромагнитное поле, ускоряющее пучки заряженных частиц.

MRF1K50H также хорошо подойдет для использования во многих промышленных системах, таких как нагревательное, сварочное и сушильное оборудование, в котором всегда использовались электронные лампы, поскольку никаких твердотельных источников радиочастотного диапазона, в которых сочетались бы надежность электровакуумных приборов с высокой выходной мощностью просто не существовало. Кроме того, транзистор найдет применение в УКВ передатчиках телевизионного вещания, УВЧ радаров и наземных базовых станциях подвижной радиосвязи.

Кроме того, MRF1K50H, вероятно, приобретет популярность среди производителей линейных усилителей для любительского радио, где один транзистор легко обеспечит максимальную пиковую мощность огибающей (1500 Вт), допустимую почти во всех КВ и некоторых УКВ диапазонах.

По уровню надежности и сроку службы этот транзистор намного превосходит любые электронные лампы. В экстремальных условиях, когда температура перехода может достигать 225 °С, среднее время наработки на отказ транзистора MRF1K50H составляет 35 лет, однако в нормальном режиме работы при температуре корпуса до 100 °С оно превышает 450 лет. Это гарантирует длительный срок эксплуатации без замены транзистора, намного сокращающий вынужденные простои промышленных систем, время их обслужи-

вания и стоимость использования. Кроме того, твердотельные источники радиочастотных сигналов позволяют управлять выходной мощностью в их полном динамическом диапазоне, фактически, предлагая ранее недоступные варианты использования.

Получить выходную мощность 1.5 кВт можно как от транзистора в керамическом корпусе с воздушной полостью (MRF1K50H), так и от транзистора в формованном пластмассовом корпусе (MRF1K50N). MRF1K50N совместим по выводам со своим 1250-ваттным предшественником MRFE6VP61K25H, а также с устройствами других производителей, так что переход на новые транзисторы не вызовет у разработчиков никаких трудностей. Более того, у транзисторов не только одинаковые корпуса, но и очень близкие значения выходной емкости, что позволяет устанавливать MRF1K50H на ту же печатную плату, выполнив лишь минимальные перенастройки, связанные с его большей выходной мощностью.

Предназначен для жестких условий эксплуатации

Как отмечалось выше, MRF1K50H исключительно надежен и устойчив к перегрузкам, что позволяет ему без повреждения и деградации параметров выдерживать КСВ 65:1. Пробивное напряжение прибора, равное 135 В, и способность к поглощению лавинной энергии, увеличенная по сравнению с предшественником на 40%, идеально подходят для тяжелых условий эксплуатации в промышленном оборудовании.

Высокая выходная мощность предъявляет повышенные требования к системам отвода тепла. Для упрощения конструкций устройств охлаждения и повышения надежности тепловое сопротивление керамического корпуса прибора MRF1K50H было уменьшено до 0.12 °С/Вт, а фланцы выпускаемого в пластмассовом корпусе транзистора MRF1K50N изготавливаются из меди, благодаря чему его тепловое сопротивление переход-корпус снижено на 30%. Кроме того, более жесткие допуски на размеры и улучшенная паяемость выводов обеспечивают более точное и надежное крепление транзисторов к печатной плате в процессе производства.

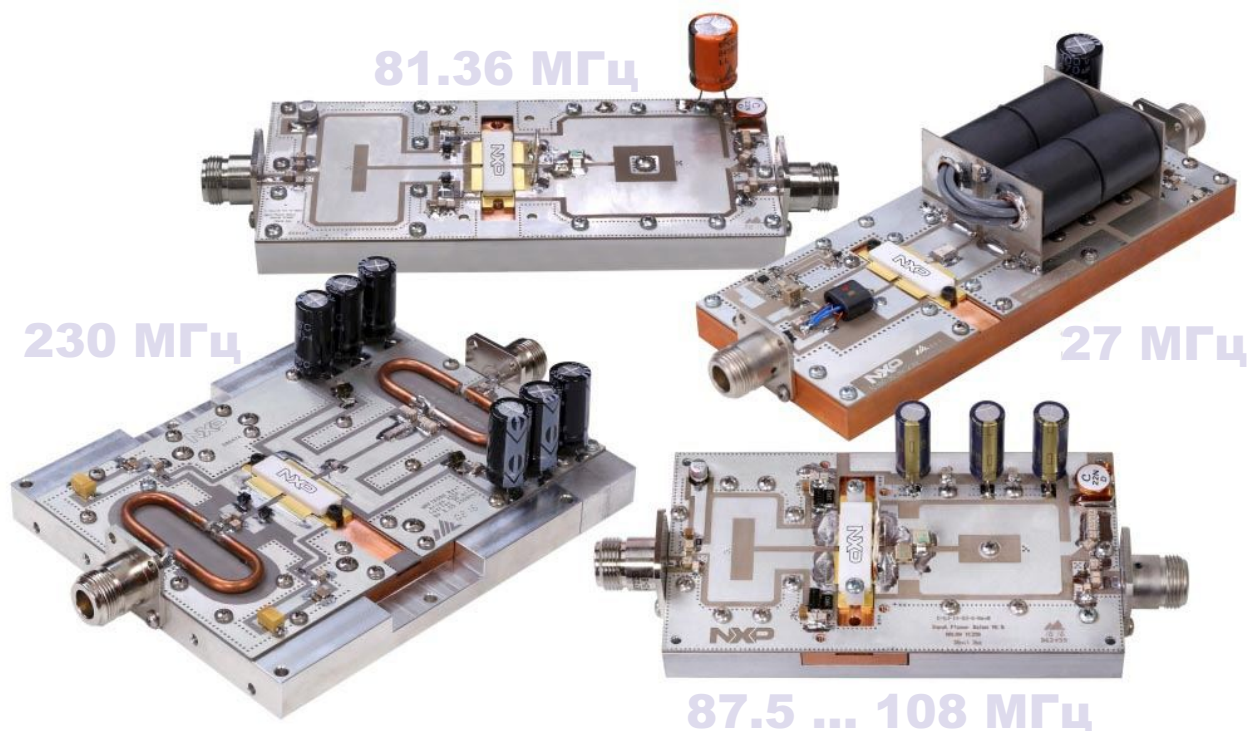


Рисунок 4. Для демонстрации типичных радиочастотных характеристик MRFK150 NXP предлагает четыре эталонные схемы, охватывающие диапазон от 27 МГц до 230 МГц.

Необходимым дополнением к анонсу любого нового устройства должны быть соответствующие проектные ресурсы, поэтому NXP предлагает четыре базовые схемы, в которых MRF1K50H будет использоваться чаще всего:

• **27 МГц:**

Эта узкополосная эталонная схема работает на частоте, наиболее распространенной в промышленных приложениях, таких как термосклеивание, сушка и сварка.

• **81.36 МГц:**

MRF1K50H хорошо подходит для этой частоты, которую производители выбрали для накачки CO₂ лазеров.

• **87.5 ... 108 МГц:**

Очень большая выходная мощность MRF1K50H позволит сократить число транзисторов и усилительных модулей, необходимых для получения требуемой мощности на входах антенн передатчиков УКВ и цифрового радио. Эта широкополосная оценочная плата адресована разработчикам именно таких систем.

• **230 МГц:**

На этой частоте в импульсном режиме работают узкополосные передатчики авиационных и ряда других систем. Данная эталонная схема разработана для приложений с длительностью импульса 100 мкс, коэффициентом заполнения 20% и пиковой выходной мощностью 1500 Вт.

MRF1K50H, как и варианты транзистора в пластмассовых корпусах, уже выпускаются серийно. Во многих системах, в которых будет использоваться MRF1K50H, особенно в оборонных и промышленных приложениях, транзисторам предстоит работать в течение многих лет. Следовательно, для производителей очень важно быть уверенными в том, что важнейшие компоненты их систем будут доступны на протяжении всего этого времени. Для поддержки таких приложений NXP разработала программу «Долголетие продуктов», гарантирующую доступность критически важных компонентов, как минимум, в течение 15 лет после начала их производства. Применительно к MRF1K50H это означает, что NXP обеспечит их поставку, по крайней мере, до 2031 года. **РЛ**

Пространственная ориентация кристаллов может стать прорывом в солнечных технологиях

Editorial Staff

Electronic Specifier

Исследователи из Лос-Аламосской национальной лаборатории, Северо-Западного университета и Университета Райса усовершенствовали свой метод производства кристаллов и разработали новый тип двумерного слоистого перовскита с отличной стабильностью и эффективностью преобразования энергии, более чем в три раза превосходящей достигнутую для этого материала ранее. Это может еще на шаг приблизить кристаллы перовскита к использованию в развивающейся солнечной энергетике.

«Ориентация кристаллов была загадкой в течение более двух десятилетий, и нам впервые удалось перевернуть кристалл фактически в процессе литья», – сказал Хсинхэн Цай (Hsinhan Tsai) аспирант Университета Райса, работавший над данной темой в Лос-Аламосе совместно с ведущим соавтором исследований старшим научным сотрудником Адитьей Мохайтом (Aditya Mohite).

«Наш прорыв основан на методе центростремительного литья, с помощью которого создаются слоистые кристаллы, в которых электроны текут вертикально вниз в толщу материала, не блокируясь органическими катионами среднего слоя».

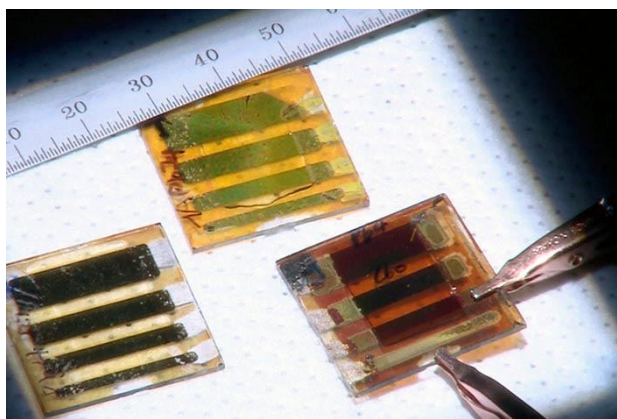
Это исследование выполняется в рамках задачи, поставленной Лос-Аламосом и включающей в себя проведение мультидисциплинарных исследований в целях повышения энергетической безопасности страны. Частью работы является изучение альтернативных источников энергии.

Сам двумерный материал первоначально был создан в Северо-Западном университете, где Меркури Г. Канатзитис (Mercouri G. Kanatzidis), и профессора химии Чарльз и Эмма Моррисон (Charles E., Emma H. Morrison), а также доктор Костас Стоумпос (Costas Stoumpos) начали исследовать интересный 2D материал, ориентирующий свои слои перпендикулярно подложке.

«2D-перовскит открывает новое измерение в исследованиях перовскита, – сказал Канатзитис. – Он также открывает новые горизонты развития для стабильных солнечных батарей нового поколения и новых оптоэлектронных приборов, таких как светоизлучающие диоды, лазеры и датчики».

«Это настоящая синергия – очень плотное взаимодействие наших учреждений: команда Северо-западного университета разработала и изготовила высококачественные образцы материалов и показала, что они являются перспективными, а команда из Лос-Аламоса продемонстрировала отличные навыки в изготовлении солнечных элементов и их оптимизации для получения высоких характеристик», – сказал Канатзитис.

Соавтор Лос-Аламосской статьи Ваньи Не (Wanyu Nie) отметил, что «По сравнению с существующими 3D органо-неорганическими кристаллами новый 2D перовскит более эффективен и стабилен, как при постоянном освещении, так и в соприкосновении с воздухом».



Три типа солнечных элементов большой площади, изготовленных из двумерных перовскитов. Слева пленка, отлитая при комнатной температуре, сверху в середине образец с проблемной шириной запрещенной зоны, а справа имеющий наилучшую энергоэффективность образец, выполненный методом горячего литья.

Задача состояла в том, чтобы найти какой-то материал, работающий лучше, чем 3D перовскиты, которые при замечательных фотофизических свойствах и эффективности преобразования энергии более 20% все еще плохо выдерживают нагрузочные испытания светом, влажностью и нагревом.

Предыдущая работа команды из Лос-Аламоса дала интересную информацию о восстановлении эффективности 3D перовскита при его кратковременном затемнении, но обратившись к более жизнеспособному 2D подходу, ученые получили даже лучшие результаты.

2D кристаллы, изученные группой Северо-Западного университета ранее, теряли мощность, когда органические катионы попадали в межслойный промежуток, резко снижая эффективность преобразования элементов до 4.73 % из-за смещения кристаллов от плоскости.

Но использование технологии горячего литья для создания более совершенной вертикально выровненной структуры 2D материала, кажется, устранило этот разрыв. В настоящее время КПД 2D материала достиг 12%.

«Мы стремимся к созданию монокристаллических тонких пленок, которые будут актуальны не только для фотовольтаики, но и для высокоэффективных светоизлучающих приложений, что позволит нам конкурировать с современными технологиями», — сказал научный руководитель проекта Мохайт. **РЛ**

Бюджетная система автоматизации котельной установки загородного дома



Часть 1

Михаил Русских

Рассматриваются преимущества и недостатки жидкотопливных котельных установок, описывается структура простой системы автоматизации жидкотопливной котельной установки, детально рассматривается каждый элемент этой системы

Для отопления современных коттеджей или загородных частных домов в холодную погоду нередко используются котельные установки. Эти установки в зависимости от вида потребляемого ресурса делятся на электрические, газовые, твердотопливные и жидкотопливные. Впрочем, имеются также достаточно экзотические типы котельных, например, установки, работающие с передачей геотермальной энергии природных источников или на солнечной энергии, но в России они представлены в очень малом количестве.

Жидкотопливные аппараты, о которых пойдет речь в данном материале, имеют ряд преимуществ по сравнению с другими видами этих устройств. В отличие от электрических и газовых установок, они в большей степени являются автономными, поскольку не требуют прокладки к участку газопровода или линий электропередач, а для питания несложной автоматики котла достаточно установить небольшой электрогенератор. Жидкотопливные установки характеризуются большей эффективностью сжигания топлива, поскольку их КПД в некоторых случаях может достигать 94%. Помимо этого, их конструкция достаточно проста и надежна. Поломки в них случаются крайне редко, как правило, данное

оборудование нуждается только в периодической чистке форсунок и дымовых каналов. А благодаря простоте конструкции для обслуживания таких котельных не требуются специальные технические навыки.

Но у жидкотопливных установок есть один существенный недостаток. Стоимость их приобретения и использования довольно высока. Сам котел и горелка для него стоят дороже устройств, работающих на других видах топлива. Помимо этого цены на топливо довольно высоки, что небогатых хозяев может заставить рассматривать другие варианты отопительных систем. В связи с этим встает вопрос о повышении экономической эффективности установки за счет рационального и своевременного сжигания топлива и учета расхода этого топлива для анализа экономии и прогнозирования бюджета.

Этого можно добиться путем автоматизации установки. Сегодня доступны уже готовые отопительные системы с оборудованием для автоматизации работы. Как правило, они стоят значительно дороже минимального набора, состоящего из котла, горелки и простой автоматики управления. Но можно сделать свою бюджетную систему автоматизации, способную сохранять оптимальную температуру в отапливаемом помещении, не

расходуя слишком много топлива, благодаря своевременному включению и отключению, а также вести учет расхода топлива.

В предлагаемой статье будет рассмотрено создание довольно простой системы автоматизации жидкотопливной котельной установки загородного дома. Основу системы составляют плата Arduino Uno, предназначенная в данном случае для мониторинга температуры в жилом помещении и ее регулирования за счет управления автоматикой котла, и недорогой китайский планшет на базе ОС

Android, служащий для визуализации получаемых от платы Arduino данных о расходе топлива и расчета стоимости сожженного горючего. В материале будет представлена полезная информация об организации взаимодействия платы Arduino и вычислительного устройства на основе Android, а также о создании простой, но информативной визуализации в Android с помощью специальной библиотеки. Данная информация может быть применена не только для построения систем автоматизации отопительных котельных,

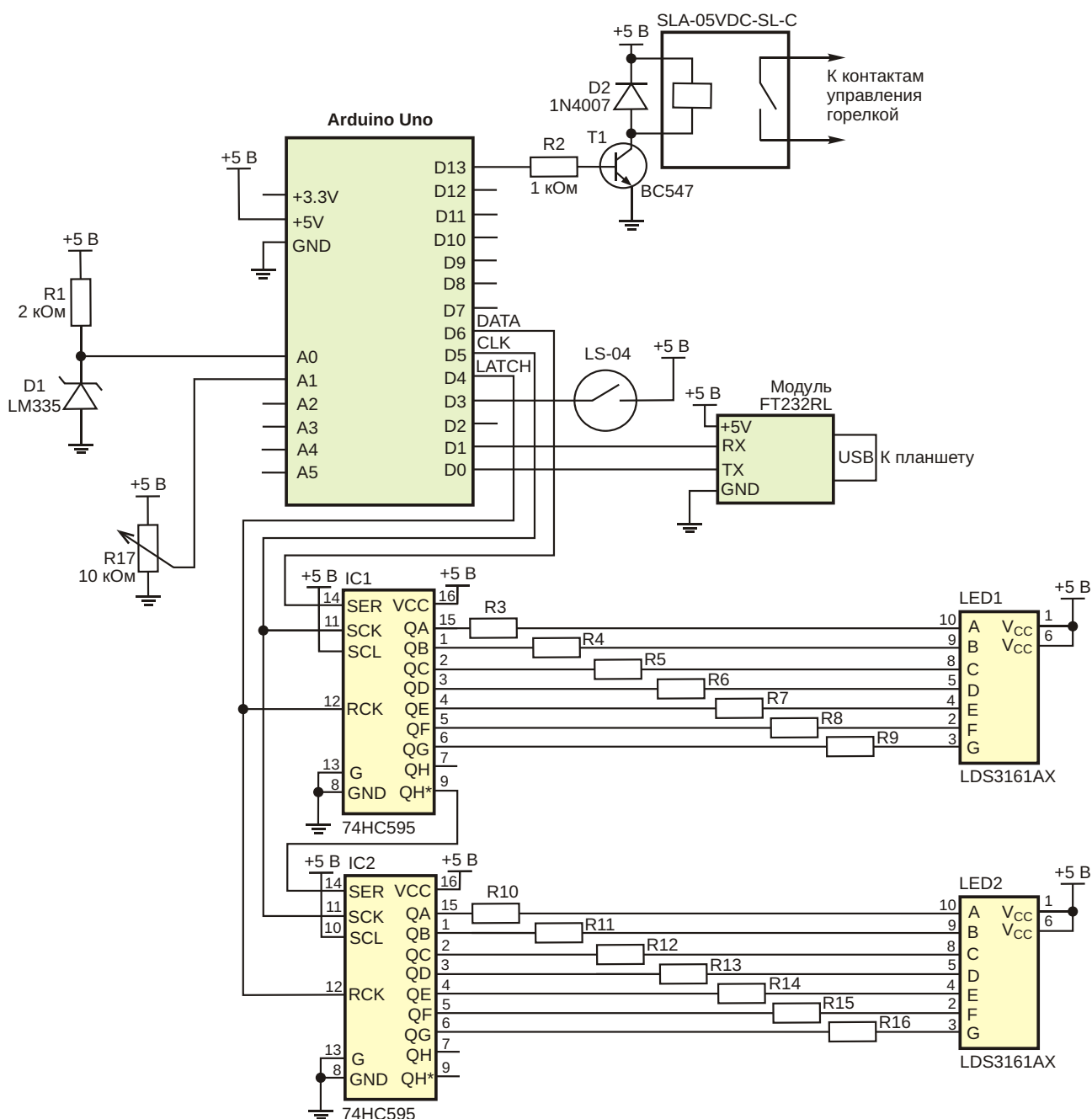


Рисунок 1. Схематичное представление системы автоматизации жидкотопливной котельной установки.

подобных описанной в этом материале, но и для создания любых других устройств и оборудования, где необходима взаимосвязь микроконтроллерной платы, в частности Arduino, с любым планшетом или смартфоном на базе Android, а также удобное отображение данных на экране с последующим их анализом.

Схематично бюджетная система автоматизации жидкотопливной котельной установки представлена на Рисунке 1.

Для мониторинга температуры в жилом помещении к плате Arduino подключается датчик температуры. В данном случае использовался аналоговый датчик LM335 компании Texas Instruments. По сути LM335 представляет собой двухвыводной стабилитрон с линейной зависимостью напряжения стабилизации от температуры, поэтому он подключен как стабилитрон с токоограничивающим резистором. При этом изменение температуры на 1 °K вызовет изменение напряжения на 10 мВ. Сопротивление резистора рассчитывается по Формуле 1.

$$R1 = \frac{U_{\text{пит}} \cdot 0.01}{I} \cdot T \quad (1)$$

```
int rawvoltage = analogRead(outputpin);
float kelvin = (rawvoltage/1024) * 500;
float celsius = kelvin - 273.15;
```

С помощью функции analogRead() выполняется считывание значения с АЦП, которое затем делится на 1024 (так как АЦП 10-разрядный) и умножается на 500. Число 500 представляет собой произведение максимального значения напряжения 5 В на величину 100 °K, которая пропорциональна 1 В, исходя из температурного коэффициента напряжения, равного 10 мВ/К. Значение температуры в градусах Цельсия получаем, отняв 273.15 из рассчитанной величины в Кельвинах.

Далее выполняется передача итогового значения температуры в планшет посредством модуля адаптера UART-USB FTDI FT232RL. Перед этим оно округляется с помощью функции floor(), так как в планшет передаются только целочисленные значения. Поскольку данные по последователь-

Здесь

$U_{\text{пит}}$ – напряжение питания, В;

T – температура датчика, °K;

I – ток датчика, мА.

Для достижения оптимальной точности измерения сопротивление $R1$ необходимо рассчитать так, чтобы ток датчика был равен 1 мА. Также следует учитывать, что при изменении температуры ток должен быть в диапазоне от 0.4 до 5 мА. Принимая во внимание температурный диапазон датчика от –40 °C (233.15 °K) до +100 °C (373.15 °K), сопротивление может варьироваться от 2670 Ом до 1270 Ом. Оптимальным вариантом, обеспечивающим необходимую точность и работоспособность датчика, в данном случае будет значение сопротивления 2 кОм.

Весь код программы для Arduino выложен в репозитории SourceForge [1]. Здесь же приведем ключевые моменты, которые могут быть не совсем понятны на первый взгляд при анализе кода.

Для получения значения температуры в градусах Цельсия на основании показаний датчика используется следующий фрагмент кода:

ному порту передаются в виде символов ASCII, необходимо сделать так, чтобы все значения температуры были положительными. Для этого к полученному округленному значению добавляется константа смещения 90. Таким образом, это гарантирует, что даже при самом низком показании датчика температуры будет передано положительное значение, что в свою очередь, исключает появление ошибки при выполнении функции Serial.write().

Ввиду того, что значение температуры не меняется слишком быстро, нет необходимости передавать этот параметр каждый цикл. Поэтому с помощью библиотеки SimpleTimer.h был введен таймер, по срабатыванию которого происходит отправка измеренного значения. Настройка таймера с интервалом счета 100 секунд выполняется следующим образом:

```
wd_timer_id = timer.setInterval(100000, TimerFull);
```

Алгоритм работы части программы, отвечающей за прием, обработку и передачу показаний температуры, можно представить в виде блок-схемы на Рисунке 2.

Поскольку жилое помещение находилось недалеко от котельной, подключение датчика к плате Arduino осуществлялось с помощью экранированного провода длиной 16.5 м и сечением 0.5 мм². При этом ухудшения точности измерения не наблюдалось. При значительно большем удалении датчика от управляющего устройства необходимо либо увеличивать диаметр сечения проводов согласно таблице, приведенной в описании

микросомы LM335 на странице 17, либо использовать другие методы передачи данных, например, радиосвязь.

Для учета расхода топлива к Arduino подключается специальный расходомер-счетчик, предназначенный для протекания через него топливной жидкости, поскольку обычные счетчики не в состоянии точно учитывать количество протекающего через них горючего материала и довольно быстро выходят из строя из-за повышенной вязкости нефтепродуктов. В данном случае использовался счетчик LS-04 [2] отечественной компании ООО «Дарконт», предназначенный для

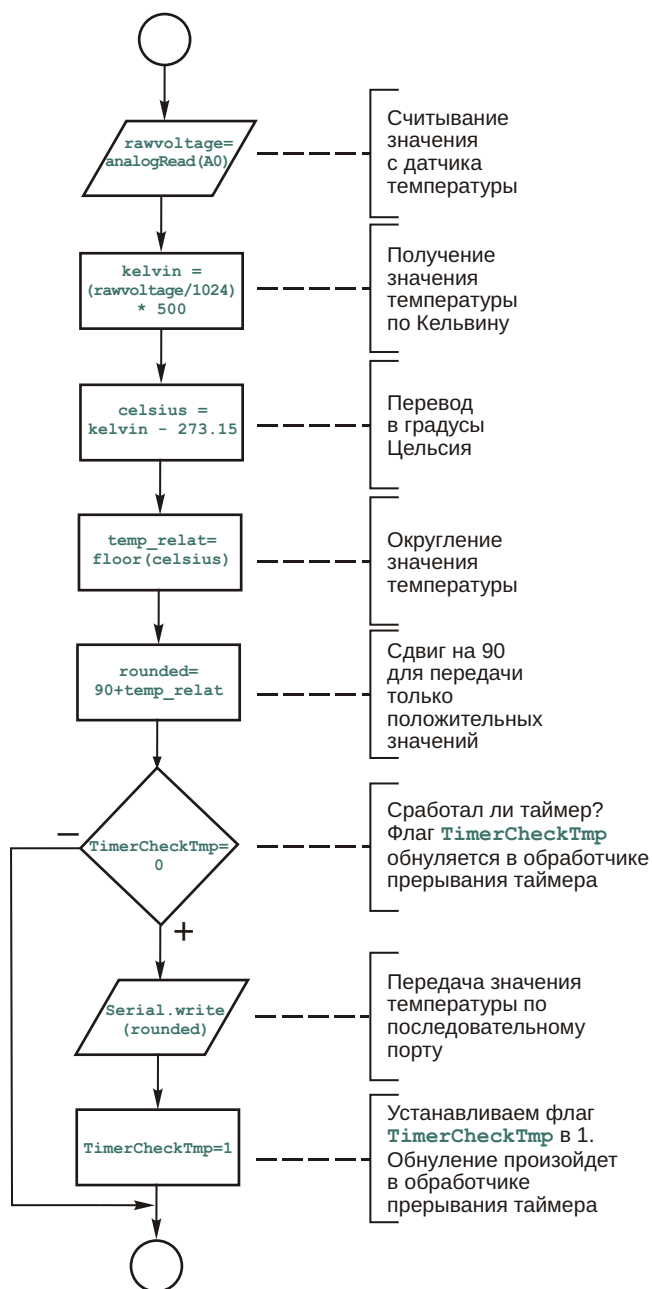


Рисунок 2. Алгоритм работы с температурными данными.

монтажа внутри топливных систем. LS-04 представляет собой высокоточный волюметрический (объемный) расходомер, основанный на принципе измерения потока жидкости с помощью вращающегося ротора. В нем течение жидкости вращает ротор в точной цилиндрической измерительной камере, и на каждом обороте фиксируется объем жидкости, вытесняемый ее движением. Вставленный в ротор магнит генерирует импульсы высокого разрешения при замыкании контактов геркона, установленного на крышке расходомера.

Герконовый выход датчика представляет собой двухпроводной нормально-разомкнутый однополюсный свободный контакт, идеальный для установки без питания или для использования в опасных областях, когда необходимо обеспечение искробезопасности. Таким образом, выходными сигналами расходомера LS-04 являются импульсы, которые поступают на цифровой порт платы Arduino. Для подключения счетчика к регистрирующему устройству следует использовать экранированный кабель с витой парой и сечением провода 0.5 мм^2 , поскольку импульсный выход очень чувствителен к помехам.

Этот кабель желательно не прокладывать по кабельным каналам, в которых могут быть линии питания и кабели с высокой индуктивностью, поскольку скачки напряжения могут вызвать появление помех, или даже привести к разрушению электронных схем. Также экран этого кабеля должен быть заземлен со стороны регистрирующего устройства.

Единственным параметром счетчика, который необходимо учитывать в нашей системе, является количество литров на один импульс. Для расходомера LS-04 он равен 0.005 л/имп. Эта величина будет фигурировать в расчетах, выполняемых в приложении для Android, а плата Arduino, в данном случае, является посредником, который с помощью цифровой линии ввода/вывода D3 принимает каждый импульс и отправляет его через последовательный порт в планшет. Чтобы зарегистрировать каждый поступающий импульс, следует реализовать опрос по прерыванию, поскольку программный опрос в цикле не даст точного результата из-за возможного пропуска считывания импульсов вследствие занятости ядра микроконтроллера другими задачами. Для настройки прерывания в Arduino используется приведенная ниже функция.

`attachInterrupt(pbIn, stateCh, RISING);`

Здесь параметр `pbIn` определяет линию ввода/вывода, по изменению состояния которой произойдет прерывание; `stateCh` представляет собой название обработчика прерывания, то есть функции, в которой происходит обработка прерывания, – в данном случае в ней выполняется отправка через последовательный порт символа, свидетельствующего о поступлении импульса; параметр `RISING` означает, что прерывание произойдет по фронту сигнала.

Для управления горелкой, а именно для ее включения и отключения на основании информации о температуре в отапливаемом помещении, используется реле SLA-05VDC-SL-C. Управляющее напряжение этого реле составляет 5 В, что позволяет подключать его к цифровым портам платы Arduino Uno. Нормально разомкнутый контакт реле способен выдерживать токи до 20 А, что является вполне достаточным условием для подключения контактов к стандартному котельному оборудованию. В данном случае требовалось толь-

ко 13 А. Подключение реле к цифровому порту платы Arduino следует выполнять с использованием специальной цепи защиты, как показано на Рисунке 1.

Поскольку в данной системе предполагалось сделать плату Arduino управляющим устройством с возможностями приема данных с датчиков и регулирования температуры, а на планшет возложить только регистрационно-диагностические функции, чтобы система оставалась работоспособной и при отсутствии планшета или другого устройства с ОС Android, было принято решение об оснащении Arduino средствами отображения текущей температуры и ввода значения желаемой температуры. В качестве средства отображения температуры были задействованы два семисегментных индикатора (LED1 и LED2) с общим анодом. С целью экономии линий ввода/вывода платы Arduino управление индикаторами здесь осуществляется через два сдвиговых регистра 74HC595 (IC1 и IC2), каждый из которых обслуживает один

индикатор. Таким образом, для управления индикаторами достаточно выделить всего лишь три линии ввода/вывода: линию данных DATA, линию синхронизации CLK и линию разрешения записи в регистр LATCH. Так как в данном случае используются только два одноразрядных индикатора, то отображаются лишь положительные значения температуры (от 0 до 99), что не является критичным, поскольку комнатная температура в жилом помещении не должна быть менее +15 °С, то есть, любая температура ниже этого значения является ненормальной и

подлежит обязательному регулированию. При поступлении с датчика отрицательного значения температуры на индикаторе отображаются цифры «00». Сдвиговые регистры подключаются к индикаторам через токоограничивающие резисторы R3-R16 номиналом 660 Ом.

Для изменения значения температуры, которую должна поддерживать система отопления, используется потенциометр R17 номиналом 10 кОм. Такое решение, в отличие от клавиатуры, позволяет задействовать всего лишь один аналоговый вход платы

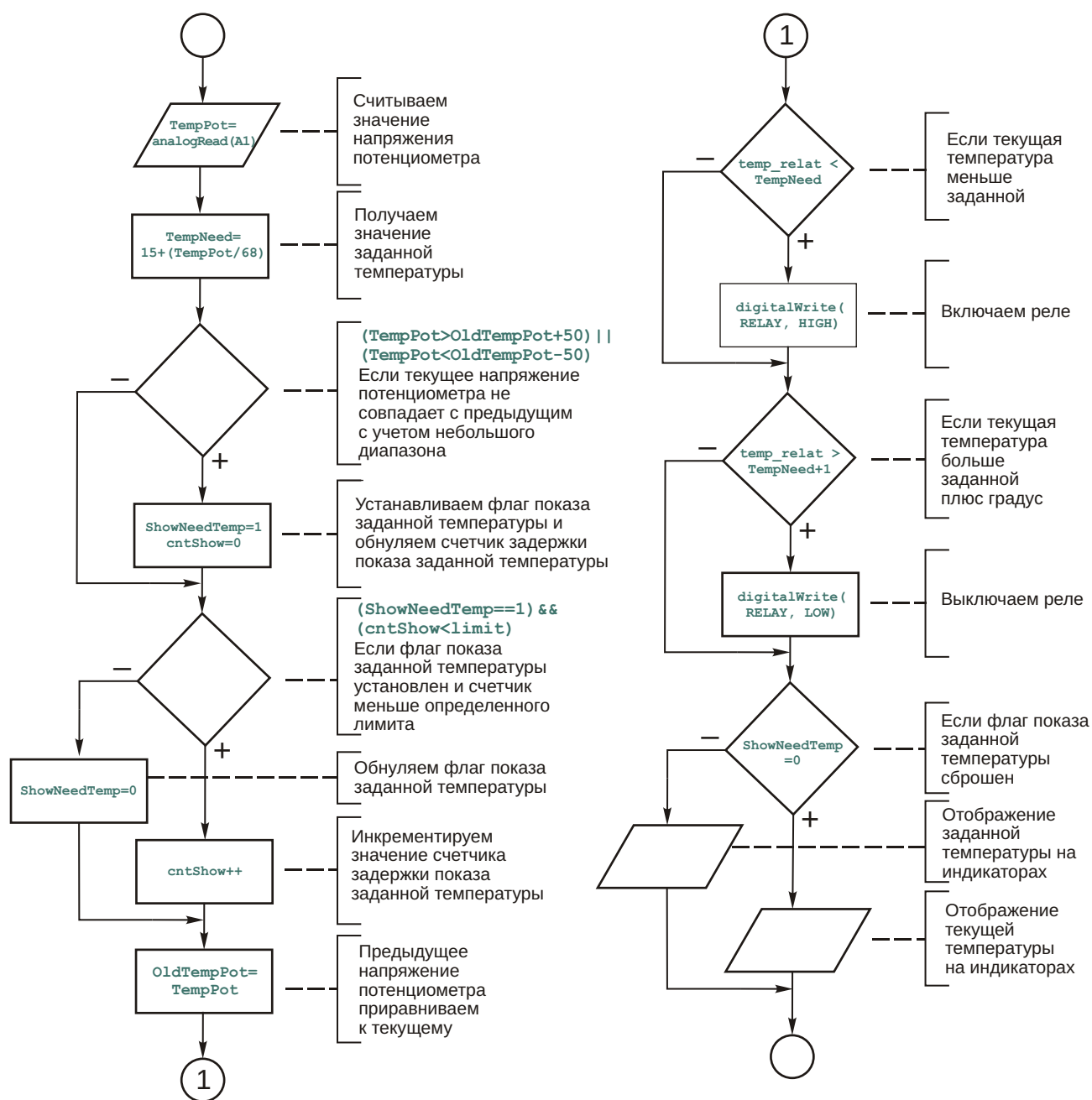


Рисунок 3. Алгоритм реализации человеко-машинного интерфейса и регулирования температуры.

Arduino. Желаемую температуру можно задавать потенциометром в диапазоне от +15 °C (соответствует максимальному сопротивлению потенциометра) до +30 °C (соответствует нулевому сопротивлению потенциометра). Поскольку порты Arduino работают с максимальным напряжением 5 В, разрядность АЦП равна 10 бит, и ширина температурного диапазона составляет 15 °C, на 1 °C будет приходиться 0.33 В, или число 68 в десятичном представлении при получении данных с АЦП. Для визуального контроля величины температуры при изменении сопротивления используются те же два семисегментных индикатора. Большую часть времени, когда регулирование желаемого значения с помощью потенциометра не осуществляется, эти индикаторы отображают текущую температуру отапливаемого помещения. При повороте ручки потенциометра, а, следовательно, изменении его сопротивления и напряжения на АЦП, на индикаторах отображается желаемое значение температуры, которое исчезает по прошествии примерно двух секунд после остановки вращения ручки, и на индикаторах снова отображается текущая температура.

На Рисунке 3 в виде блок-схемы представлен алгоритм части программы, реализующей человеко-машинный интерфейс и отвечающей за регулирование температуры с помощью включения и отключения реле.

Таким образом, подсистема управления, основанная на плате Arduino Uno, представляет собой конструктивно и программно довольно простое устройство, позволяющее регистрировать и регулировать температуру, а также считывать импульсы, необходимые в дальнейшем для учета расхода топлива. В следующей части будет рассмотрена работа приложения для Android, предназначенного для визуализации полученных с платы Arduino данных и расчета стоимости потраченного топлива.

Ссылки

1. <https://sourceforge.net/projects/smartheater/files/SmartHeater.ino/download>
2. <https://yadi.sk/i/XNh9u1smvVjbb>

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM335](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC595](#)
3. [Datasheet SONGLE Relay SLA-05VDC-SL-C](#)

Окончание в следующем номере

POWER ELECTRONICS



ufi
Approved
Event

13-я Международная выставка компонентов
и систем силовой электроники

25–27 октября 2016

Москва, Крокус Экспо



Организаторы:



primexpo



+7 (812) 380 6003 / 07 / 00
power@primexpo.ru

Получите электронный билет:
powerelectronics.ru

0+



Простой и надежный источник питания для устройств на микроконтроллерах

T.K. Hareendran

Electro Schematics

Недорогой, надежный и простой в использовании источник питания постоянного тока – вероятно, самая важная вещь для каждого радиолюбителя. Поскольку источник питания с качественной электронной стабилизацией необходим практически для всех любительских проектов на микроконтроллерах, мы представим здесь схему простого в сборке и очень доступного источника питания.

Описание схемы

Основным элементом схемы является микросхема IC1 высокоэффективного повышающе-понижающего преобразователя с одной индуктивностью TPS63000 компании Texas Instruments (Рисунок 1). При входном напряжении от 1.8 до 5.5 В схема обеспечивает на выходе стабилизированное напряжение 5.0/3.3 В с КПД до 96%. На вход преобразователя мы можем подавать либо напряжение от порта USB (разъем J1), либо от двух- или трехэлементных NiCd, NiMH аккумуляторов, или Li-Ion/Li-Po аккумуляторов (разъем J2).

Обратите внимание, что для получения максимального КПД контроллер широтно-импульсного модулятора преобразователя работает на фиксированной частоте с использованием синхронного выпрямления.

Основные особенности микросхем серии TPS63000:

- Высокоэффективный повышающе-понижающий преобразователь напряжения с одной катушкой индуктивности;
- Диапазон входных напряжений от 1.8 В до 5.5 В;
- Фиксированное или регулируемое выходное напряжение от 1.2 В до 5.5 В;
- КПД до 96%;
- Выходной ток:
 - 1200 мА в понижающем режиме ($V_{OUT} = 3.3 \text{ В}$, $V_{IN} = 3.6 \dots 5.5 \text{ В}$);

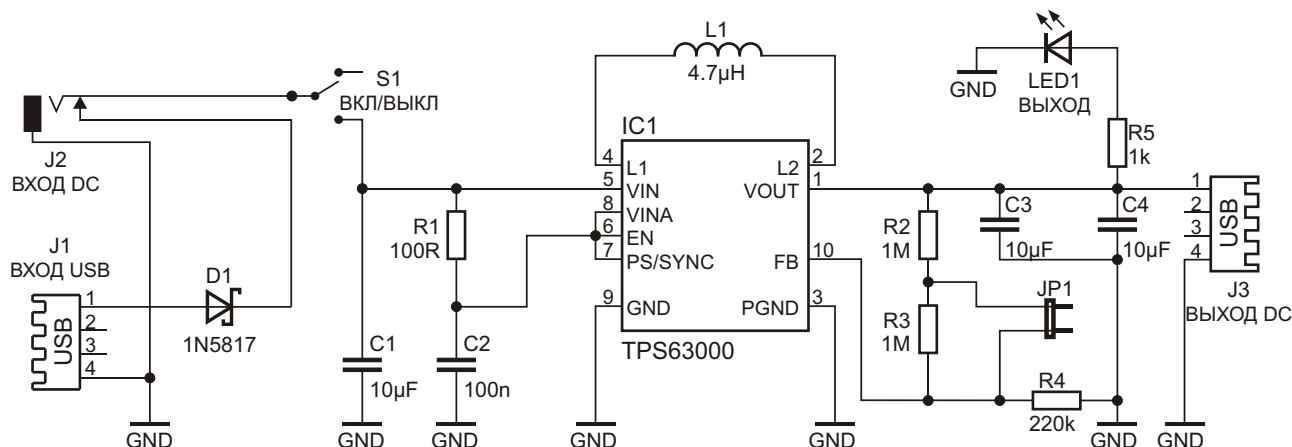


Рисунок 1. Принципиальная схема DC/DC преобразователя на микросхеме серии TPS63000.

- 800 мА в повышающем режиме ($V_{OUT} = 3.3\text{ В}$, $V_{IN} > 2.4\text{ В}$);
- Плавный переход между режимами без снижения КПД и колебаний выходного напряжения;
- Автоматический переход из повышающего режима в понижающий и обратно;
- Собственный ток потребления менее 50 мкА;
- Энергосберегающий режим для увеличения КПД при работе на небольшую нагрузку;
- Принудительная фиксация тактовой частоты и возможность внешней синхронизации;
- Отключение нагрузки в дежурном режиме;
- Встроенная схема тепловой защиты;
- Миниатюрный 10-выводный корпус QFN (3 мм × 3 мм).

В семействе микросхем TPS6300x есть версии с фиксированным и регулируемым выходным напряжением. В схеме используется регулируемый вариант, к которому был добавлен резистивный делитель (R2 – R4) между выводами VOUT, FB и GND. Выходное напряжение преобразователя (на разъеме J3) равно 5.0 В при разомкнутой перемычке JP1, или 3.3 В, если перемычка замкнута.

Сборка схемы

Несмотря на то, что монтаж электронных компонентов в корпусах для поверхностного монтажа, как правило, требует высоких навыков, вся схема может быть легко собрана на

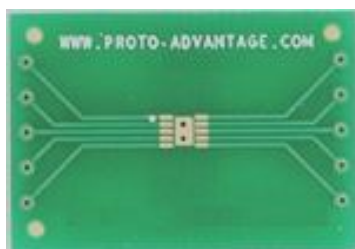


Рисунок 2. Плата-переходник QFN10-DIP.

небольшой макетной плате (конечно же, с использованием переходника QFN-10 – DIP, Рисунок 2).

Согласно технической спецификации, расположение компонентов на плате и разводка печатных проводников являются самыми важными этапами проекта, как, собственно, и для любых других импульсных источников питания. Входные конденсаторы (C1, C2), выходные конденсаторы (C3, C4) и индуктивность (L1) должны быть расположены как можно ближе к микросхеме преобразователя. Попробуйте использовать общую точку заземления для подключения «земель» интегрированных силовых ключей (PGND – вывод 3) и отдельную точку для «земли» управляющей логики микросхемы (GND – вывод 9). Обе «земли» нужно соединить в любом месте вблизи выводов заземления IC1. Теплоотводящее основание микросхемы должно быть припаяно к шине PGND, а резистивный делитель R2-R4 в цепи обратной связи должен располагаться как можно ближе к выводу GND микросхемы IC1. Вариант конструктивного оформления источника питания изображен на Рисунке 3. **РЛ**



Рисунок 3. Возможный вариант конструкции корпуса для универсального источника питания устройств на микроконтроллерах.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS63000](#)

Оптический датчик, не требующий тонкой настройки

Ron Mancini, Texas Instruments

EDN

Коэффициенты передачи тока оптических датчиков одного типа могут различаться в 16 раз из-за разброса параметров светодиодов, фототранзисторов, оптического пути, а также из-за влияния температуры. В схемах со связью по постоянному току столь большой разброс затрудняет выбор резисторов. Вы должны подобрать такое сопротивление выходного резистора, чтобы не допустить насыщения выходного каскада, но, в то же время, низкие значения резисторов при низких коэффициентах передачи не обеспечивают достаточного размаха выходного напряжения. Обычно для согласования уровня постоянного выходного напряжения с коэффициентом передачи вам приходится подстраивать схему, и перенастраивать ее еще раз при экстремальных температурах или при загрязнении оптического промежутка. Однако схема, изображенная на Рисунке 1, в регулировках не нуждается. Для управления током выходного резистора используется

обратная связь по постоянному току. Это делает выходное напряжение предсказуемым и постоянным.

Пренебрегая малым входным током операционного усилителя (ОУ) и обратным током диода D_3 , можно считать, что $I_1 = I_2$, и при включенном фототранзисторе (когда световой поток не прерван) выходное напряжение схемы равно 2.7 В. Когда фототранзистор закрыт (световой поток перекрыт), выходное напряжение равно нулю. Размах выходного напряжения ОУ подстраивается под вариации коэффициента передачи. Это выходное напряжение всегда принимает такое значение, чтобы ток светодиода был в коэффициент передачи тока раз меньше эмиттерного тока фототранзистора. Входной ток описывается следующим выражением:

$$I_1 = \frac{V_{OC} - V_{REF}}{R_1} = \frac{5 - 3}{20 \text{ кОм}} = 100 \text{ мкА}.$$

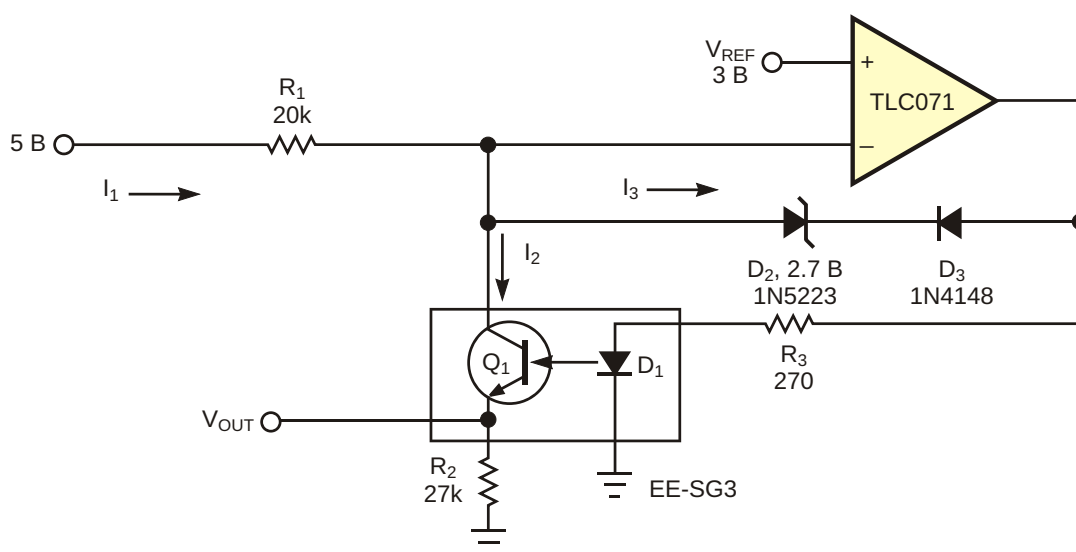


Рисунок 1. Цепь обратной связи ОУ обеспечивает постоянство тока фототранзистора, поэтому схема не требует подстройки под коэффициент передачи тока.

Разброс коэффициентов передачи лежит в диапазоне от 80 до 5:

$$5 \frac{I_3}{I_2} 80.$$

Диапазон выходных напряжений ОУ ограничен, особенно при значительных выходных токах, поэтому здесь используется усилитель TLC071, способный отдавать достаточно большой ток 20 мА при используемом в данной схеме напряжении 3.5 В.

$$R_{3_MAX} = \frac{V_{OUT_MAX} - V_{D1}}{I_{3_MAX}} = \frac{3.5 - 0.7}{8 \text{ мА}} = 350 \text{ Ом}.$$

Когда свет перекрыт, ток эмиттера фототранзистора падает до нуля. Протекать через выключенный транзистор Q₁ входной ток I₁

не может, поэтому выход ОУ находится на уровне, близком к напряжению положительной шины. Если выходной каскад ОУ окажется в насыщении, время его восстановления станет непредсказуемым, поэтому в схему добавлена комбинация из стабилитрона D₂ и диода D₃, защищающая ОУ от насыщения. При приближении выходного напряжения ОУ к 3.4 В (V_{D2} + V_{D3} = 2.7 В + 0.7 В), диоды начинают ограничивать выходное напряжение, не допуская насыщения выходного каскада. Резистор R₃ сопротивлением 270 Ом обеспечивает достаточный ток светодиода, в то же время, не давая выходу войти в насыщение. Если эта схема должна управлять логической схемой с насыщением, ее выход следует буферизовать с помощью логического элемента с входным гистерезисом или с помощью компаратора с гистерезисом. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC071](#)
2. [Datasheet Omron EE-SG3](#)

ент усиления должен быть больше единицы. Выходное напряжение схемы равно

$$V_{\text{OUT}} = \text{УСИЛЕНИЕ} \cdot V_{\text{IN}} \cdot \frac{D}{2^N},$$

где

D – число, загруженное в ЦАП;

N – разрядность ЦАП: D = 0 ... 255 (AD5426, 8 бит), D = 0 ... 1023 (AD5432, 10 бит), D = 0 ... 4095 (AD5443, 12 бит).

Основным преимуществом этой схемы является возможность компенсации температурных ошибок использованием резисторов с согласованными значениями ТКС. ТКС внешних резисторов должны быть одинаковыми, однако их совпадения с температурным коэффициентом R-2R матрицы ЦАП не требуется. Резистор R1 необходим для того, чтобы его сопротивление в сумме с входным сопротивлением ЦАП совпадало с общим сопротивлением обратной связи, равным RFB плюс R2||R3. Входное сопротивление ЦАП равно RFB, поэтому

$$R1 + R_{\text{FB}} = R_{\text{FB}} + R2||R3,$$

$$R1 = R2||R3.$$

Сопротивления резисторов R1 и R2 должны выбираться так, чтобы выходное напряжение не выходило за пределы, допустимые для используемого ОУ при выбранном напряжении питания. Кроме того, обратите внимание, что входной ток ОУ, умножаясь на общее сопротивление обратной связи (RFB + R2||R3), создает соответствующее напряжение смещения. По этой причине сопротивления резисторов R1 и R2 не могут быть слишком большими, чтобы не оказывать существенного влияния на общее напряжение смещения выхода.

Из-за зависимости выходного сопротивления ЦАП от записанного в него кода входное напряжение смещения ОУ умножается на переменный коэффициент усиления схемы. В результате изменение шумового усиления между двумя соседними цифровыми значениями генерирует ступеньку выходного напряжения, пропорциональную входному напряжению смещения усилителя. Это изменение выходного напряжения накладывается на нужное изменение напряжения между двумя кодами и приводит к возникновению ошибки дифференциальной линейности, что при достаточно большом ее уровне может привести к немонотонности ЦАП. Все эти проблемы можно решить с помощью микросхемы AD8065, сочетающей в себе низкое напряжение смещения и малые входные токи.

Варианты реализации

Еще одним отличным кандидатом на использование в схемах преобразования тока в напряжение может быть операционный усилитель OP1177. Он также отличается низким напряжением смещения и ультра низкими входными токами. При выборе источника опорного напряжения помните, что его входное напряжение ограничено напряжением шин питания выбранного операционного усилителя, а также усилением, установленным резисторами R2 и R3. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5426](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD5432](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD5443](#)
4. [Datasheet Analog Devices AD8065](#)
5. [Datasheet Analog Devices OP1177](#)

Как измерить зависимость емкости от напряжения для многослойного керамического конденсатора

Fons Janssen, Maxim Integrated

EDN

Введение

Многослойные керамические конденсаторы (MLCC) большой емкости обладают свойством, не всегда хорошо понимаемым разработчиками электроники: емкость этих устройств изменяется в зависимости от приложенного к ним постоянного напряжения. Это явление присутствует во всех конденсаторах с большой диэлектрической проницаемостью (с диэлектриками B/X5R R/X7R и F/Y5V). Однако степень изменения может значительно различаться в зависимости от типа MLCC. Хорошая статья на эту тему была написана Марком Фортунатто (Mark Fortunato) [1].

Вывод, который вы должны сделать для себя из этой статьи заключается в том, что

всегда необходимо обращаться к справочной документации, чтобы узнать, как зависит емкость конденсатора от напряжения смещения. Но что делать, если в документации этой информации нет? Как можно узнать, какая часть емкости оказалась потерянной в условиях вашего приложения?

Теория измерения зависимости емкости от напряжения смещения

Схема, предназначенная для измерения зависимости емкости от постоянного напряжения смещения, показана на Рисунке 1.

Эта схема сделана на операционном усилителе (ОУ) U1 типа MAX4130. Усилитель работает как компаратор, величина гистерезиса которого устанавливается резисторами

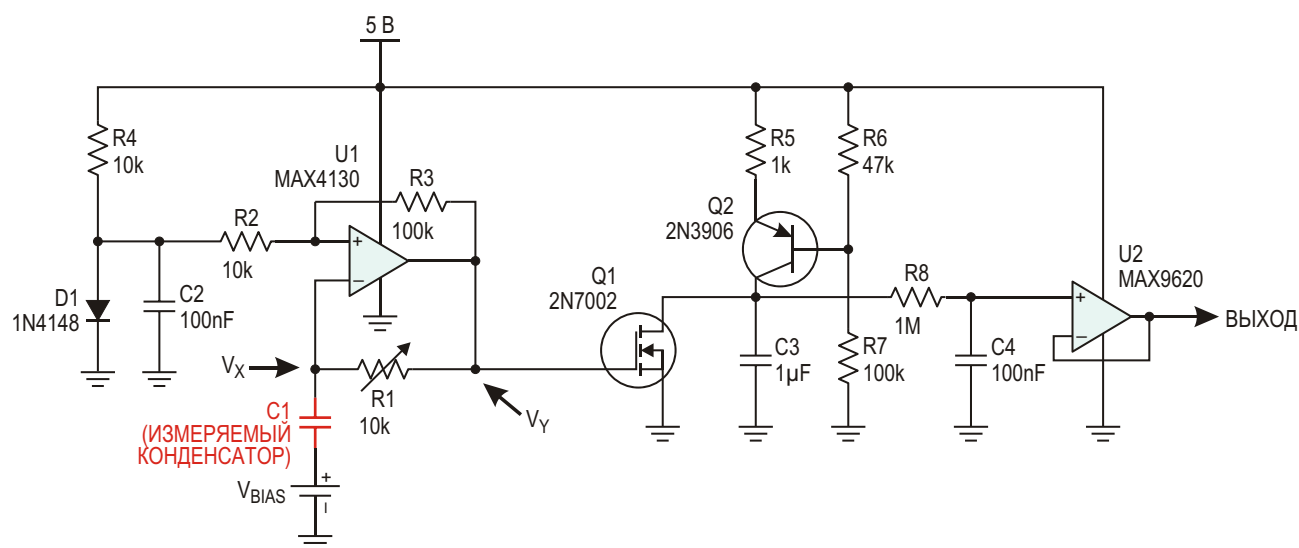


Рисунок 1. Схема для измерения зависимости емкости от напряжения смещения.

обратной связи R2 и R3. Поскольку напряжение порога, задаваемое диодом D1, превышает уровень «земли» (GND), источник отрицательного напряжения для питания этой схемы не требуется. C1 и R1 образуют цепь обратной связи между выходом и инвертирующим входом, превращающую схему в RC-генератор. Измеряемый конденсатор C1 выполняет функцию одного из времязадающих элементов RC-генератора – C, а потенциометр R1 – функцию резистора R.

Формы напряжений на выходе ОУ (V_Y) и в точке соединения R и C (V_X) приведены на Рисунке 2. Когда выходное напряжение ОУ равно 5 В, конденсатор заряжается через R1 до тех пор, пока напряжение на нем не достигнет верхнего порога компаратора. Тогда компаратор переключается, и конденсатор начинает разряжаться до тех пор, пока напряжение V_X не достигнет нижнего порога, и на выходе вновь установится 5 В. Этот процесс повторяется, в результате чего в схеме устанавливается устойчивая генерация.

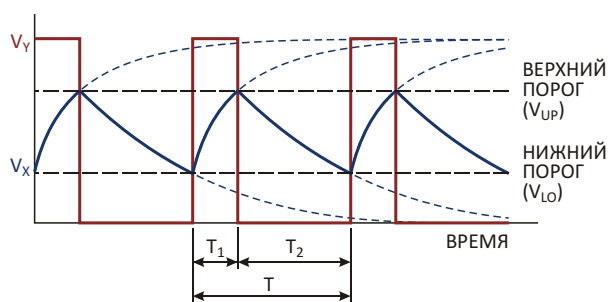


Рисунок 2. Форма напряжений в точках V_X и V_Y .

Период колебаний зависит от значений R и C, а также от уровней верхнего и нижнего порогов V_{UP} и V_{LO} :

$$T_1 = RC \ln \frac{5В - V_{LO}}{5В - V_{UP}} \quad RC$$

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{LO}}{V_{UP}} \quad RC$$

$$T_1 - T_2$$

$$T = T_1 + T_2 = 1 - T_2$$

Напряжение питания 5 В, а также пороговые напряжения V_{UP} и V_{LO} постоянны, поэтому T_1 и T_2 пропорциональны произведению RC, называемому также постоянной времени.

Пороговое напряжение компаратора является функцией V_Y , R2, R3 и прямого напряжения диода D1 (V_D):

$$V_{TH} = V_D \frac{R3}{R2 + R3} + V_Y \frac{R2}{R2 + R3}.$$

Фактически, V_{UP} – это порог при $V_Y = 5 В$, а V_{LO} – порог при $V_Y = 0 В$. При выбранных параметрах схемы уровни этих порогов составляют примерно 0.55 В для V_{LO} и 1.00 В для V_{UP} .

Схема на транзисторах Q1 и Q2 преобразует период импульсов в пропорциональное напряжение. Работает она следующим образом. MOSFET Q1 управляется выходным напряжением U1. На отрезке времени T_1 транзистор Q1 включен и закорачивает на землю напряжение на конденсаторе C3. В течение времени T_2 транзистор Q1 закрыт, предоставляя источнику постоянного тока (Q2, R5, R6 и R7) возможность линейно заряжать конденсатор C3¹⁾. Поскольку пауза T_2 между импульсами больше их длины T_1 , напряжение на C3 становится выше. На Рисунке 3 показана форма напряжения на конденсаторе C3, установившаяся после трех периодов колебаний.

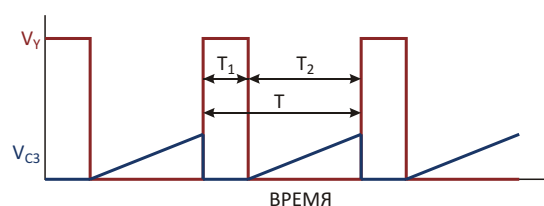


Рисунок 3. C3 закорочен на землю в течение времени T_1 и линейно заряжается на интервале T_2 .

Среднее напряжение V_{C3} на конденсаторе C3 равно

$$\overline{V_{C3}} = \frac{1}{T} \int_0^{T_2} \frac{i}{C_3} t dt = \frac{I}{2TC_3} \int_0^{T_2} t dt = \frac{IT_2^2}{2TC_3}$$

¹⁾ Эта зависимость будет линейной только при использовании конденсаторов, емкость которых не меняется до напряжения смещения 5 В (типов MKS, MKT и т.п.).

$$\frac{IT_2^2}{2C_3} - T_2 \quad \frac{I}{2C_3} - T_2.$$

Поскольку I , C_3 и в этой формуле являются константами, среднее напряжение на C_3 пропорционально T_2 и, следовательно, также и C_1 .

Фильтр нижних частот R_8 , C_4 удаляет переменную составляющую сигнала, а ОУ U_2 (MAX9620) с низким напряжением смещения буферизует выход, что позволяет подключать к схеме с любой вольтметр.

Перед выполнением измерений схеме потребуется простая калибровка. Первым делом в схему запаивается измеряемый конденсатор, и напряжение V_{BIAS} устанавливается равным 0.78 В (среднему между напряжениями V_{LO} и V_{UP}), чтобы среднее (постоянное) напряжение на C_1 равнялось нулю. Выходное напряжение будет меняться при вращении потенциометра R_1 . Регулировкой R_1 установите на выходе напряжение 1.00 В. При этом пиковое напряжение на C_3 составит примерно 2.35 В^2 . Напряжение смещения V_{BIAS} можно изменять, при этом выходное напряжение покажет результирующее процентное изменение емкости. Например, если напряжение на выходе равно 0.80 В, емкость при данном смещении составляет 80% от значения при смещении 0 В.

Лабораторные измерения подтверждают теорию

Изображенная на Рисунке 1 схема была собрана на маленькой печатной плате. Первое измерение было сделано с использованием случайно выбранного конденсатора 10 мкФ. На Рисунках 4 и 5 показаны сигналы при смещении 0 В и 5 В, соответственно.

При напряжении смещения 0 В потенциометром R_1 было установлено выходное напряжение 1.000 В. При смещении 5 В вольтметр показывал 0.671 В, сообщая, что осталось 67.1% емкости. Кроме того, точным частотомером также измерялся период импульсов T . При смещении 0 В период равнялся 4933 мкс, а при 5 В — 3278 мкс, что соот-

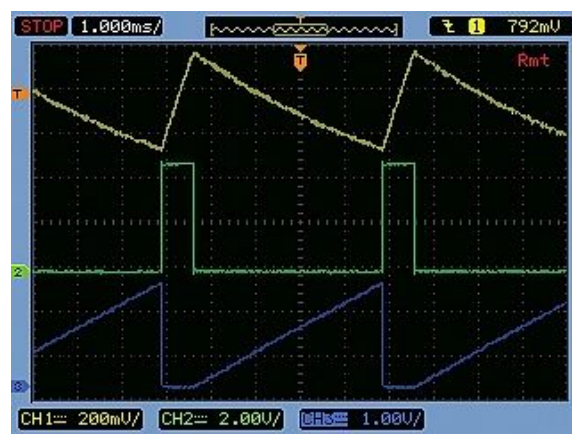


Рисунок 4. Измерение при $V_{BIAS} = 0 \text{ В}$: Канал 1 = V_X , Канал 2 = V_Y . Потенциометр R_1 был установлен в положение, при котором вольтметр показывал 1.000 В.

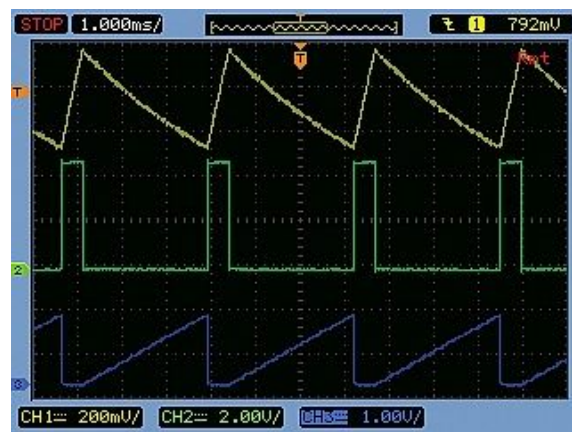


Рисунок 5. Измерение при $V_{BIAS} = 5 \text{ В}$. Хорошо видно, насколько уменьшился период колебаний из-за снижения емкости. Канал 1 = V_X , Канал 2 = V_Y , Канал 3 = V_{C3} . Показание вольтметра 0.671 В.

ветствовало оставшейся емкости 66.5% (3278 мкс/4933 мкс). Эти значения очень хорошо согласуются, подтверждая, что предложенная схема может точно измерять степень уменьшения емкости в зависимости от напряжения смещения.

Второе измерение выполнялось с использованием конденсатора 2.2 мкФ/16 В из предлагаемого Murata набора образцов (обозначение для заказа GRM188R61C225KE15). В этом измерении результаты регистрировались в полном диапазоне рабочих напряже-

²⁾ Чтобы не допустить насыщения транзистора Q_2 , пики коллекторного напряжения ($= V_{C3}$) должны быть ниже эмиттерного напряжения за вычетом напряжения насыщения коллектор-эмиттер, что составляет примерно 4 В.

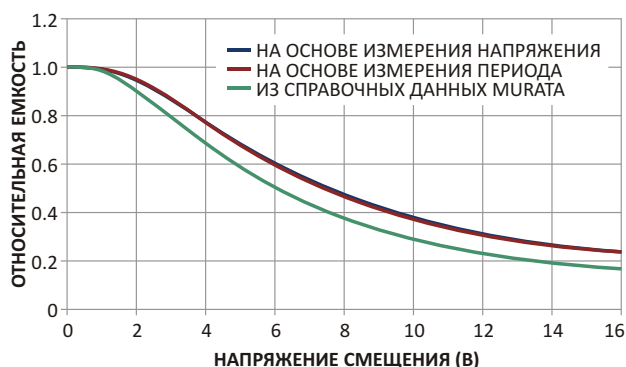


Рисунок 6. Зависимость относительной емкости многослойного керамического конденсатора 2.2 мкФ/16 В от напряжения смещения. Значения нормализованы относительно емкости при смещении 0 В. Синяя кривая основана на измерениях выходного напряжения схемы, красная – на измерениях периода импульсов, а зеленая взята из технической документации Murata.

ний от 0 В до 16 В. Относительная емкость определялась путем измерений как выходного напряжения, так и фактического периода колебаний. Кроме того, были использованы графики, основанные на результатах измерений, выполненных инженерами Murata, и доступные на сайте компании с помощью онлайн

инструмента Simsurfing. Все результаты представлены на Рисунке 6. Графики, построенные на основе наших измерений, практически идентичны, что подтверждает хорошую точность преобразования времени в напряжение в большом динамическом диапазоне. Имеется некоторое отличие от данных из Simsurfing, но характер всех кривых одинаков. **РЛ**

Заключение

Используя описанную здесь схему, сдвоенный источник питания и вольтметр, очень легко измерить зависимость емкости MLCC от постоянного напряжения смещения. Быстрое лабораторное измерение покажет, насколько уменьшается емкость в результате приложенного напряжения.

Ссылки

1. Fortunato, Mark, "[Temperature and Voltage Variation of Ceramic Capacitors](#)," EDN, December 4, 2012

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX4130](#)
2. [Datasheet Maxim Integrated MAX9620](#)

Источник питания отвечает всем требованиям автомобильного стандарта ISO

Francesc Casanellas

EDN

Изображенная на Рисунке 1 схема напряжение аккумуляторной батареи 12 В понижает до 5 В. Состоящий из горстки компонентов источник может без громоздких супрессоров противостоять любым броскам напряжения, характерным для условий эксплуатации устройств автоэлектроники и перечисленным в документе ISO 7637-1 Международной организации по стандартизации (ISO). В нормальном режиме работы резистор R_3 подключен к общему выводу через выходной транзистор порта микроконтроллера. В режиме ожидания R_3 остается оторванным от «земли», и ток, потребляемый источником питания, уменьшается примерно с 2.8 приблизительно до 160 мкА, а выходное напряжение падает приблизительно до 3.5 В. Если дежурный режим вашему приложению не

требуется, удалите резистор R_3 , а сопротивление R_5 сделайте равным 220 Ом. При использовании в качестве D_1 наиболее распространенных приборов с напряжением стабилизации 4.3 В сопротивление резистора R_5 должно выбираться равным 120 Ом. Заменяв D_2 стабилитроном с напряжением стабилизации 36 В, вы можете использовать эту схему в 24-вольтовых системах.

При увеличении напряжения ток, идущий через стабилитрон D_1 и базу транзистора Q_3 , увеличивается, вследствие чего открывающийся сильнее Q_2 уменьшает напряжение затвор-исток транзистора Q_1 . Если входное напряжение превысит 19 В, стабилитрон D_2 начнет проводить ток, и транзистор Q_2 выключит MOSFET Q_1 . Это позволяет схеме

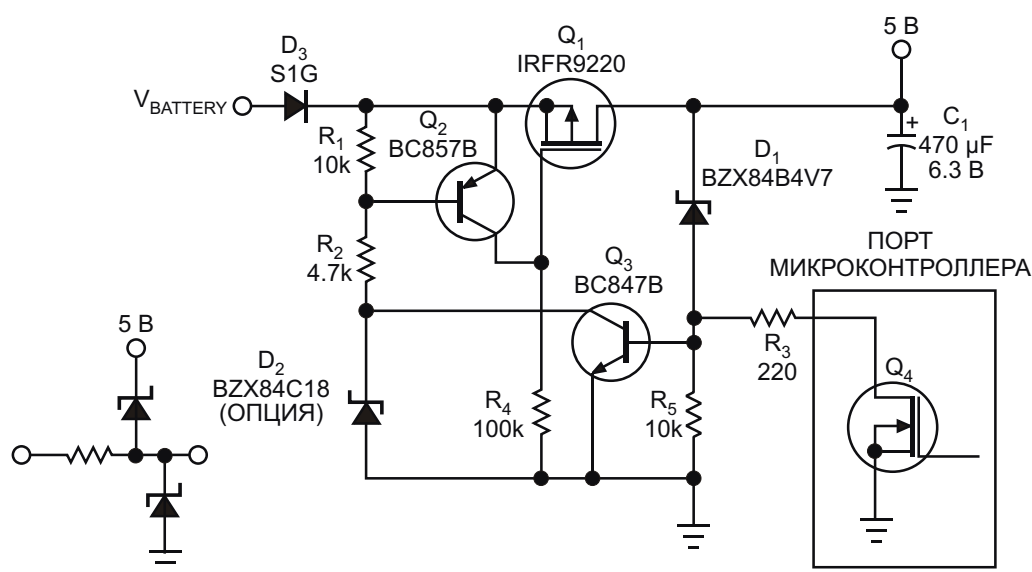


Рисунок 1. По степени устойчивости к перенапряжениям этот автомобильный стабилизатор соответствует требованиям стандарта ISO 7637-1.

без повреждений выдерживать постоянную перегрузку по напряжению вплоть до 200 В. Благодаря емкости Миллера транзистора Q_1 , он работает как быстрый интегратор, обеспечивая устойчивость системы. Если вы удалите из схемы стабилитрон D_2 , транзистор Q_3 потребует замены высоковольтным прибором, таким, например, как MMBTA42.

Если стабилитрон D_2 исключить из схемы, находясь в условиях перегрузки продолжительное время она уже не сможет из-за перегрева MOSFET Q_1 . Это, однако, не мешает схеме выдерживать все описанные в ISO 7637-1 импульсные помехи, включая длительные, которые возникают при сбросе нагрузки. Удалять D_2 вы должны лишь в том случае, если емкости конденсатора C_1 не хватает для сохранения выходного напряжения в течение действия длительных переход-

ных помех, а поддержание этого напряжения важно для приложения.

Дополнительным преимуществом этой схемы по сравнению с большинством интегральных стабилизаторов является то, что она способна пропускать втекающий ток через D_1 и Q_3 . Эта особенность позволяет с помощью диодов полностью защитить входы микроконтроллера. Припаяв MOSFET в корпусе D-Pack к полигону печатной платы площадью 1 см^2 , вы сможете забирать от схемы ток нагрузки 300 мА при входном напряжении от 10 до 16 В, или 150 мА при входном напряжении от 20 до 32 В. Чем больше площадь теплоотвода, тем выше будут допустимые токи. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes MMBTA42](#)
2. [Datasheet Vishay IRFR9220](#)

Автономный источник питания для маломощных нагрузок на основе гасящего конденсатора

Akshay Mehta, Texas Instruments

Electronic Design

Питание маломощных нагрузок постоянным напряжением могут обеспечить бестрансформаторные AC/DC источники, использующие конденсатор в качестве токоограничительного элемента

Малопотребляющим приложениям, таким как счетчики расхода энергии, часто требуются простые источники, преобразующие энергию сети переменного тока в напряжение 3.3 В, используемое для питания микроконтроллера и зарядки литий-ионного аккумулятора до напряжения 4.2 В. Вы можете решить эту задачу, используя сетевой трансформатор или внешний источник питания на основе AC/DC преобразователя. Обоим подходам присущи общеизвестные недостатки, связанные с сочетанием веса, размеров и сложности. Более простыми решениями являются

двухполупериодная схема на основе гасящего конденсатора с мостовым выпрямителем (Рисунок 1) и аналогичная однополупериодная схема.

Входная часть таких схем известна как «гасящий конденсатор». Идея, описываемая в статье, применима и к двух-, и к однополупериодным реализациям этой схемы, где в качестве не имеющего потерь резистора используется сетевой конденсатор C1, реактивное сопротивление которого устанавливает максимальный ток, отдаваемый на вход DC/DC регулятора.

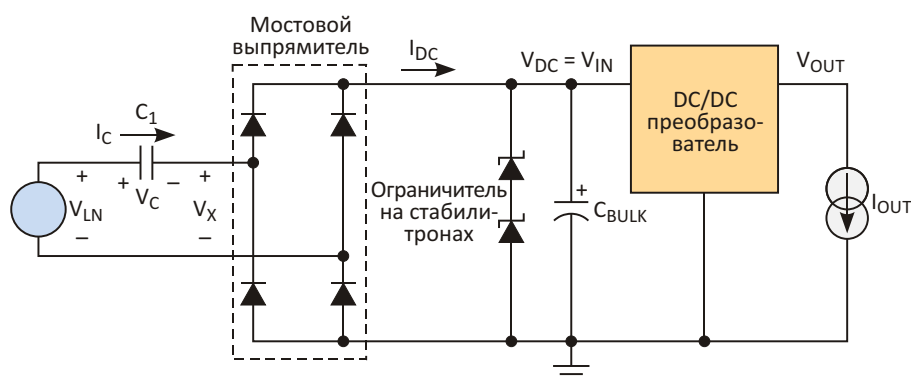


Рисунок 1. Для двухполупериодной схемы с гасящим конденсатором и мостовым выпрямителем не нужен трансформатор. Максимальный ток схемы определяется реактивным сопротивлением конденсатора C1.

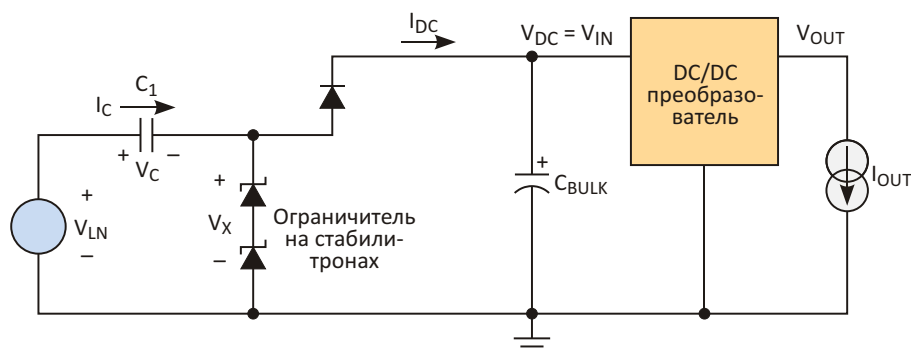


Рисунок 2. Ток, отдаваемый на вход V_{IN} понижающего преобразователя однополупериодной схемой, меньше, чем в варианте с двухполупериодным выпрямителем.

Стабилитроны ограничивают входное напряжение до уровня, допустимого для DC/DC преобразователя в отсутствие нагрузки, преобразуя, таким образом, сетевое напряжение в промежуточное постоянное напряжение V_{DC} . Входное напряжение DC/DC преобразователя ($V_{DC} = V_{IN}$) выбирают относительно высоким, чтобы ток, идущий через гасящий конденсатор, оставался небольшим. Затем, воспользовавшись понижающим преобразователем с широким диапазоном входных напряжений V_{IN} , промежуточное нестабилизированное напряжение можно преобразовать в стабилизированное постоянное напряжение, соответствующее требованиям нагрузки.

Высокий коэффициент понижения дает возможность уменьшить входные токи DC/DC преобразователей, в качестве которых можно использовать такие микросхемы понижающих регуляторов, как LMR14006, LMR16006 и LM46000. Чем выше коэффициент понижения, тем меньше может быть емкость конденсатора $C1$, и, соответственно, меньше кажущаяся мощность, потребляемая от сети. Это поможет таким приложениям, как интеллектуальные сетевые счетчики расхода энергии, в соблюдении строгих ограничений по максимуму видимой потребляемой мощности, типичное значение которого составляет 8 В А.

На Рисунке 2 показан вариант схемной реализации однополупериодной схемы с гасящим конденсатором. В связи с тем, что отрицательные полуциклы входного напря-

жения в этой схеме не используются, ток, который она способна отдавать на вход V_{IN} понижающего преобразователя, будет меньше, чем в варианте с двухполупериодным выпрямителем. Таким образом, в таких приложениях, как устройства зарядки аккумуляторов, где для быстрого заряда от выхода DC/DC преобразователя потребуется относительно большой ток, предпочтительнее двухполупериодный выпрямитель.

Важнейшим преимуществом этих схем являются их размеры. Происходящее в последние годы снижение габаритов измерительных приборов, используемых в интеллектуальных энергосетях, стало сильно ограничивать доступное пространство печатной платы. Попытка воспользоваться более традиционным AC/DC преобразователем означала бы не только увеличение площади печатной платы, но и существенное усложнение, а как следствие – и удорожание схемы. Схемы с гасящими конденсаторами намного дешевле, поскольку единственным компонентом, способным выдерживать сетевое напряжение, в них должен быть конденсатор $C1$.

Хотя эти схемы просты в настройке, вы должны принять все возможные меры предосторожности, создав лабораторный прототип и добавив соответствующие цепи фильтрации и защиты, исключающие возможность получения потенциально смертельных травм. Пользователь должен обязательно удостовериться, что устройство, которое предполагается питать от описанной схемы, и в том числе, его нагрузка, полностью изолировано от любых контактов с заземлен-

ными предметами, включая людей, животных и измерительное оборудование. **РЛ**

Ссылки

1. [Cost Effective Transformer-less Offline Supply for Light-Load Applications](#)

2. [Cap Drop Offline Supply for E-Meters](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM46000](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMR14006](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LMR16006](#)

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование



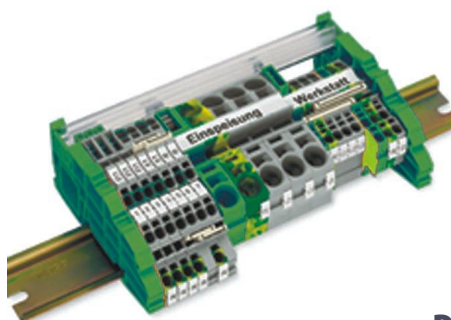
»»JOKARI®
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



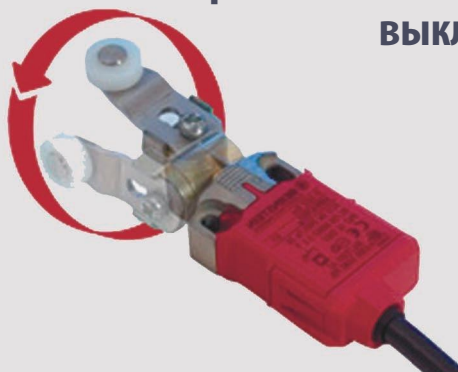
WAGO
INNOVATIVE CONNECTIONS

клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат



BERNSTEIN
safe solutions

промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

WWW.DECIMA.RU



RC-цепь

генерирует треугольные импульсы

Arturo Rivera

EDN

Эта схема позволяет «исправить» экспоненциальные фронты, присущие сигналам стандартных релаксационных RC-генераторов, и получить треугольные импульсы с линейным нарастанием и спадом напряжения. Для увеличения скорости заряда в каждом полупериоде и линеаризации кривой в схеме используется положительная обратная связь.

Генератор состоит из триггера Шмитта на компараторе U1 и неинвертирующего сумматора U2. Принцип работы схемы точно такой же, как у релаксационного генератора: переключение выхода компаратора, когда напряжение на конденсаторе достигает порога гистерезиса. Напряжение гистерезиса V_H определяется сопротивлениями резисторов R1 и R2 в цепи обратной связи компаратора.

$$V_H = V(U1_{OUT}) \frac{R2}{R1 + R2}.$$

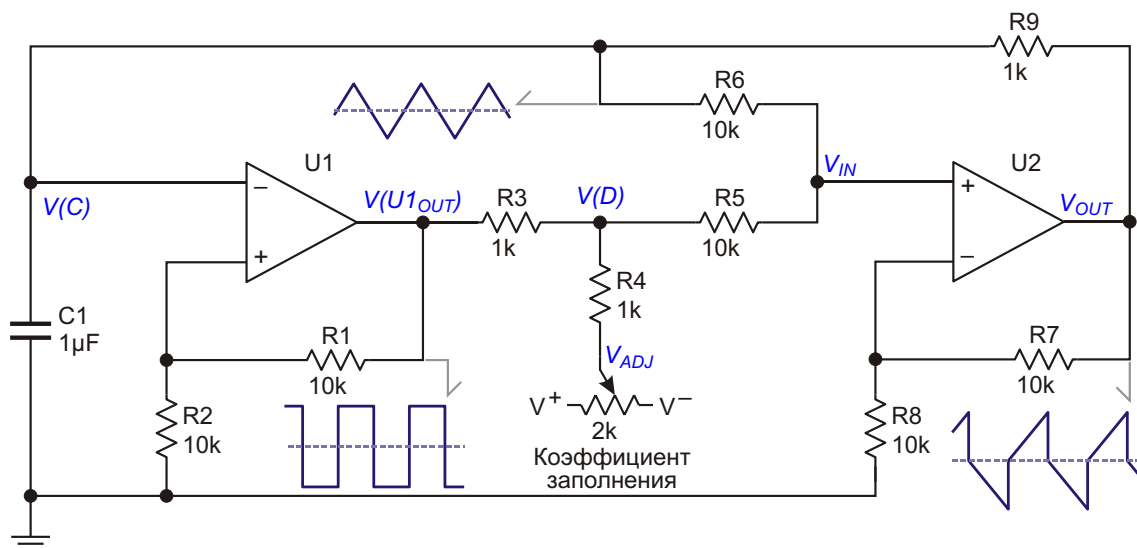
От ширины зоны гистерезиса зависит амплитуда треугольных импульсов на конденсаторе C1.

Амплитуду прямоугольных импульсов на выходе компаратора определяет внутренняя конструкция выходного каскада U1. Чтобы треугольная форма импульсов не вернулась к виду, определяемому разрядом RC цепи, перед сумматором сигнал ослабляется аттенуатором R3, R4.

$$V(D) = V(U1_{OUT}) \frac{R4}{R3 + R4}.$$

Для того чтобы напряжение $V(D)$ было линейным, сопротивления резисторов R3 и R4, которые в сумме представляют основную нагрузку компаратора, должны быть в несколько раз меньше сопротивлений окружающих их резисторов. Использованное низкое значение (в данной схеме – 1 кОм) соответствует допустимой нагрузке U1, хотя все величины сопротивлений можно пропорционально изменить в сторону увеличения.

U2 суммирует напряжение $V(D)$ и напряжение на конденсаторе $V(C)$ и умножает



результат на два, в соответствии с коэффициентом усиления, заданным резисторами R7 и R8. Выходным напряжением сумматора через резистор R9 заряжается конденсатор C1. При $V(D) = \pm \frac{1}{2}V(U1_{OUT})$ напряжение на конденсаторе будет описываться линейно нарастающими и спадающими функциями, чередование которых образует треугольные импульсы.

Резисторы R5 и R6 на входе сумматора делят оба напряжения на два. Согласно критерию Баркхаузена, для возникновения генерации коэффициент усиления должен равняться единице, поэтому сумматор должен восстановить эту потерю:

$$V_{IN} = \frac{V(C)}{R5} \frac{R5}{R6} + \frac{V(D)}{R5} \frac{R6}{R6};$$

если $R5 = R6$, то

$$V_{IN} = \frac{V(C)}{2} + \frac{V(D)}{2}.$$

$$V_{OUT} = \frac{V(C)}{R5} \frac{R5}{R6} + \frac{V(D)}{R5} \frac{R6}{R6} + \frac{R8}{R8} \frac{R7}{R8};$$

если $R5 = R6$ и $R7 = R8$, то

$$V_{OUT} = V(C) + V(D).$$

Процесс на входах сумматора можно описать двумя функциями времени. Одной на интервале от T_0 до T_1 , где значения $V(D)$ положительны: $V(C)_{T_0} = -V_H$ и $V(C)_{T_1} = +V_H$; другой – на участке между T_1 и T_2 , где процесс переворачивается из-за отрицательного значения $V(D)$: $V(C)_{T_2} = -V_H$. В связи с тем, что постоянное смещение здесь отсутствует, каждый интеграл должен равняться нулю.

$$V(C) = 0 + \int_{T_0}^{T_1} V(C) + V(D) dt + \int_{T_1}^{T_2} V(C) + V(D) dt,$$

$$V(C) = -V(D) dt + V(C) = -V(D) T.$$

Уравнение решается в общей форме, где начальное значение $V(C)$ равно нулю, а $V(D)$ меняет знак с положительного на отрица-

тельный. Решением для $V(C)$ будет линейная функция $V(D)$ и времени. Полярность напряжения $V(D)$ меняется всякий раз, когда оно достигает значений $\pm V_H$. При увеличении $V(D)$ частота также увеличивается.

C1	Частота
10 мкФ	10 ... 50 Гц
1 мкФ	100 ... 500 Гц
0.1 мкФ	1 ... 5 кГц
0.01 мкФ	10 ... 50 кГц

Рабочая частота схемы ограничивается скоростью нарастания ОУ. Поскольку напряжение на выходе компаратора должно сохранять прямоугольную форму, необходимо оценить частоту, максимально допустимую для конкретного ОУ, используя следующую формулу, в которой

S – скорость нарастания выходного напряжения,

10 – коэффициент запаса,

f_{MAX} – максимальная частота.

$$\frac{S(B/мкс)}{2 V_{OUT}} \frac{1}{10} = f_{MAX},$$

например,

$$\frac{13(B/мкс)}{20 B} \frac{1}{10} = 0.065 МГц (65 кГц).$$

На этой максимальной частоте величина выходного тока ОУ, текущего через R9 и C1, не должна превышать допустимого значения. При необходимости рассчитайте импеданс RC-цепи и величину C1. Для используемого в нашем примере ОУ он должен быть не меньше 2 кОм: $R9 = 1 кОм$, $X_C = 1 кОм$.

$$X_C = 1 кОм = \frac{1}{2 \pi f C};$$

$$C = \frac{1}{2 \pi \cdot 65 кГц \cdot 1 кОм} = 2.44 нФ.$$

Частота выходного сигнала равна

$$f = \frac{V(D)}{V_{OUT}} \frac{1}{2},$$

$$f = \frac{1 \text{ кОм}}{1 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ кОм}} \cdot \frac{1}{2 \cdot 1 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ мкФ}} \cdot 250 \text{ Гц.}$$

Регулировка коэффициента заполнения выполняется добавлением к $V(D)$ постоянной компоненты через резистор R4. Практически пригодный диапазон регулировки находится в пределах примерно от 10% до 90%. Коэф-

фициент заполнения D рассчитывается по формуле

$$D(\%) = V_{\text{OUT}} \cdot \frac{V_{\text{ADJ}}}{V_{\text{OUT}}},$$

где V_{ADJ} – постоянное напряжение, добавляемое к $V(D)$ через резистор R4. **РЛ**



РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если Вам
небезразличны темы:

- ▶ микроконтроллеры
- ▶ автоматизация
- ▶ силовая электроника
- ▶ светотехника
- ▶ САПР
- ▶ измерения

или Вы являетесь носителем
передовых знаний в других
областях электроники и готовы их
популяризировать -

приглашаем к сотрудничеству!

РадиоЛоцман.Журнал

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



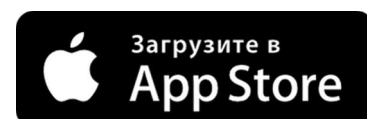
ANDROID »
GOOGLE PLAY



<https://play.google.com/store/apps/details?id=net.magtoapp.viewer.radiolocman>



IOS (IPHONE, IPAD) »
APP STORE



<https://itunes.apple.com/ru/app/radiolocman.zurnal/id1083434484?mt=8>

Устанавливайте приложение и скачивайте!
Доступен весь архив номеров журнала.