



РАДИОЛОЦМАН

АПРЕЛЬ 2017 (71)

Новые радиочастотные ЦАП
расширяют горизонты
программно-определяемых
радиосистем

26

Светодиод
управляет
сам собой

56

15 Dialog Semiconductor
разработала первый
10-амперный
безындуктивный
преобразователь
с КПД более 98%

Так что же,
в конце концов,
представляет собой
таймер 555?

46





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

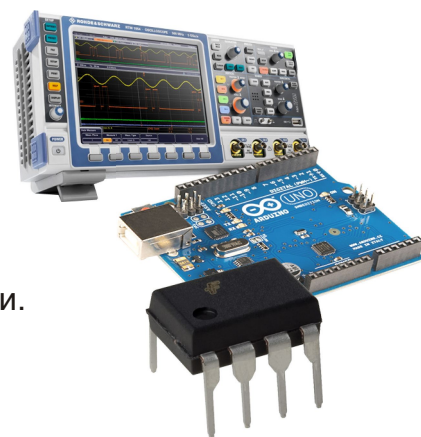


google.com/+RlocmanRuPlus

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
Н. Радунцева
М. Русских
А. Русу

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 Intersil представила высокоинтегрированный монитор многоэлементных аккумуляторных батарей
- 5 Сдвоенные MOSFET компании Diodes минимизируют потери мощности в автомобильных приложениях
- 6 Микросхемы KKM HiperPFS-4 компании Power Integrations обеспечивают КПД 98% при мощности до 550 Вт
- 7 Skyworks предлагает новый малошумящий усилитель для приемников сигналов ГНСС
- 8 Analog Devices разработала инновационный высоковольтный контроллер горячей замены
- 9 Новое семейство изолированных ШИМ-контроллеров Analog Devices сделает системы более простыми и надежными
- 10 Diodes выпускает новую линейку LDO стабилизаторов со сверхнизким потреблением тока
- 11 Allegro MicroSystems анонсирует новый контроллер трехфазных бесщеточных электродвигателей постоянного тока
- 12 Увеличив эффективность нано-светодиодов в 1000 раз, ученые открывают двери сверхбыстрым микросхемам нового поколения
- 13 Новый 30-вольтовый MOSFET компании Vishay увеличит плотность мощности и КПД мобильных устройств и бытовой электроники
- 14 Microchip выпускает однокристалльный аналого-цифровой контроллер, идеальный для DC/DC преобразования
- 15 Dialog Semiconductor разработала первый 10-амперный безындуктивный преобразователь с КПД более 98%
- 16 IXYS начинает производство 1200-вольтовых SiC диодов Шоттки для приложений повышенной мощности
- 17 SII Semiconductor представляет новую серию переключателей на основе эффекта Холла, различающих полярность магнита
- 17 ON Semiconductor представила первый в отрасли 100-вольтовый силовой модуль для полу- и полномостовых DC/DC преобразователей
- 18 Analog Devices анонсирует 32-битный АЦП последовательных приближений с линейностью 0.5 ppm и динамическим диапазоном 148 дБ
- 20 Diodes представляет новую линейку 150-миллиамперных LDO регуляторов с ультранизким падением напряжения
- 20 Toshiba начала производство сборок TVS диодов для защиты высокоскоростных интерфейсов в мобильных устройствах
- 21 Новая технология LDMOS компании NXP ускорит разработку мощных радиочастотных устройств
- 22 Новый микроконтроллер Analog Devices обеспечит десятикратную экономию энергии в приложениях Интернета вещей
- 24 Analog Devices анонсировала МЭМС акселерометры для контроля состояния с непревзойденными шумовыми характеристиками

Статьи

- 26 Новые радиочастотные ЦАП расширяют горизонты программно-определяемых радиосистем
- 34 Электронные ограничители тока с корректируемой выходной характеристикой
- 40 Современные технологии и продукты холдинга GS Group. Часть 1
- 44 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Человек, который 50 лет назад изобрел очки виртуальной реальности
- 46 Так что же, в конце концов, представляет собой таймер 555?
- 50 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. 23 апреля 1869 года в России родился один из изобретателей телевидения Б.Л. Розинг

Схемы

- 52 Гибридный импульсно-линейный контроллер управления током светодиода с широким диапазоном диммирования
- 56 Светодиод управляет сам собой
- 58 Многодекадный монитор тока как воплощение простоты
- 62 Микроконтроллер управляет монитором батареи с помощью единственного вывода
- 66 Фильтр подавляет помеху 60 Гц
- 68 Увеличение крутизны спада фильтра Салена-Ки
- 70 Простой малопотребляющий детектор пересечения нуля
- 74 Изолированному обратногоходовому преобразователю с входным напряжением 560 В не нужны оптроны

Intersil представила высокоинтегрированный монитор многоэлементных аккумуляторных батарей

Многофункциональная микросхема ISL94202 позволяет создавать сборки Li-ion аккумуляторов минимальных размеров

Компания Intersil, недавно ставшая подразделением корпорации Renesas Electronics, анонсировала микросхему ISL94202 – монитор управления литий-ионными аккумуляторными батареями различного химического состава, поддерживающий сборки, содержащие от 3 до 8 элементов. Устройство предназначено для использования в пылесосах, газонокосилках, ручных электроинструментах, электровелосипедах, скутерах, игрушках и системах хранения энергии. Литий-ионные аккумуляторы меньше и легче аккумуляторов других типов, а время хранения заряда в них больше, однако для безопасной эксплуатации они требуют определенного контроля и защиты. Высокоинтегрированная микросхема монитора ISL94202 поддерживает самые компактные 2-контактные конструкции и с высокой точностью контролирует, защищает и балансирует ячейки аккумулятора, обеспечивая безопасность их работы и заряда.



Микросхема ISL94202 является автономной системой защиты аккумуляторной батареи, использующей внутреннюю машину состояний с пятью предварительно запрограммированными режимами для точной балансировки и управления каждым элементом. Монитор контролирует и защищает аккумуляторную батарею от таких катастрофических событий, как аппаратные отказы, короткие замыкания, перезаряд и глубокий разряд элемента, отвечая требованиям стандартов безопасности UL2054, UL2271/72 и IEC62133. Разработчики могут запрограммировать настройки защиты монитора, чтобы

без внешнего микроконтроллера использовать самые малогабаритные и дешевые в отрасли аккумуляторы. При необходимости ISL94202 может быть связана с внешним микроконтроллером через последовательную шину I²C и выполнять дополнительные измерения уровня заряда, включая определение статуса заряда и оценку технического состояния аккумулятора. Точное определение статуса обеспечивается измерением тока положительного полюса батареи.

В микросхему интегрированы схемы управления балансировочными МОП-транзисторами верхнего плеча, что позволяет легко подключать ее к оборудованию электроинструментов или электродвигателей. Устройство также управляет внешними ключами пассивной балансировки, обеспечивая хорошее выравнивание энергий элементов и одновременно не допуская их постоянного недозаряда. Кроме того, ISL94202 выдерживает подключение заряженных элементов при заводской сборке батарей, что значительно упрощает производственный процесс.

Ключевые особенности и характеристики ISL94202

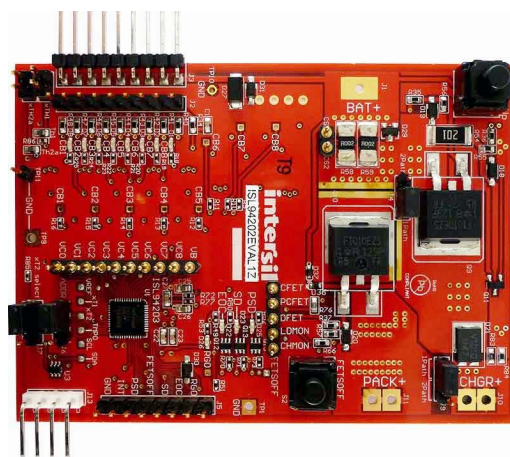
- Контроль и управление восемью элементами аккумуляторной батареи с химической структурой Li-ion CoO₂, Li-ion Mn₂O₄ и Li-ion FePO₄;
- Высокий уровень интеграции: управление смещением уровня напряжения элемента, автоматическая балансировка элементов, 14-битный АЦП, датчик тока, драйверы силовых МОП-транзисторов и интерфейс датчика температуры;
- Автономная система защиты батареи, не требующая внешнего микроконтроллера;
- Защиты многоэлементных батарей с напряжением ячейки до 4.8 В;
- Программируемые времена обнаружения и восстановления для контроля повышенного и пониженного напряжения, перегрузки по току и короткого замыкания;
- Хранение калибровочных и конфигурационных параметров в EEPROM;

- Детектор отключения батареи;
- Интегрированные драйверы с встроенными зарядовыми насосами для управления балансирующими N-канальными МОП-транзисторами верхнего плеча;
- Балансировка элементов батареи с помощью подключенных МОП-транзисторов под управлением внутренней машины состояний или внешнего микроконтроллера;
- Промышленный диапазон рабочих температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$;
- Переход в режим пониженного потребления при неиспользуемой батарее.

ISL94202 совместима по выводам с популярной микросхемой ISL94203, поддерживающей отдельные пути заряда/разряда для 3-выводных батарей более высокого класса. Оба прибора входят в семейство решений для управления промышленными аккумуляторами, включающего также аналоговый входной интерфейс ISL94208 системы управления 4-...6-элементными литий-ионными батареями, а также микросхему ISL94212, предназначенную для управления литий-ионными батареями, содержащими до 12 последовательных ячеек, и поддерживающую каскадное соединение до 14 устройств или 168 элементов.

Цена и доступность

Монитор ISL94202 выпускается серийно в 48-выводном корпусе QFN с размерами 6 мм × 6 мм. В партиях из 1000 приборов одна микросхема стоит \$2.19. За \$328 можно приобрести оценочный набор ISL94202EVKIT1Z, содержащий основной модуль и интерфейсную плату со шлюзом USB – I²C, а также графический интерфейс пользователя, поддерживающий работу как в автономном режиме, так и с внешним микроконтроллером.



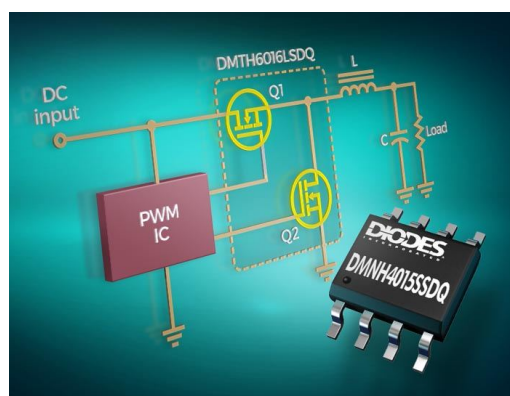
Оценочный набор монитора аккумуляторной батареи ISL94202EVKIT1Z.

Сдвоенные MOSFET компании Diodes минимизируют потери мощности в автомобильных приложениях

Компания Diodes разработала транзисторные сборки DMNH4015SSDQ и DMTH6016LSDQ с малым значением произведения заряда затвора на сопротивление открытого канала. Новые сдвоенные 40- и 60-вольтовые MOSFET с индуцированным каналом минимизируют потери мощности, позволяя создавать недорогие высокоэффективные решения для управления питанием устройств автомобильной электроники. Ориентированные на использование в синхронных выпрямителях таких автомобильных приложений, как приборные панели, устройства индикации на лобовом стекле, информационно-развлекательные и навигационные системы, а также системы содействия водителю, сборки DMNH4015SSDQ и DMTH6016LSDQ соответствуют требованиям версии D стандарта AEC-Q101 и поддер-

живаются процедурой одобрения производства автомобильных компонентов (PPAP).

В комплекте с микросхемой ШИМ-контроллера эти сдвоенные MOSFET позволяют создавать недорогие и высокоэффективные DC/DC преобразователи. Например,



при использовании 60-вольтовой сборки DMTH6016LSD в схеме преобразователя с рабочей частотой 400 кГц его КПД при выходном напряжении 5 В и токе нагрузки 5 А будет достигать 95%. Аналогичный преобразователь на 40-вольтовом приборе DMNH4015SSDQ с выходным током 2 А будет иметь КПД 91%.

Оба прибора проходят стопроцентный выходной контроль на устойчивость к лавин-

ному пробую высокоэнергетическими импульсами, создаваемыми индуктивными нагрузками. Транзисторы рассчитаны на работу в условиях высокой температуры окружающей среды при температуре перехода до +175 °С.

Сборки DMNH4015SSDQ и DMTH6016LSDQ поставляются в стандартных компактных корпусах SO-8.

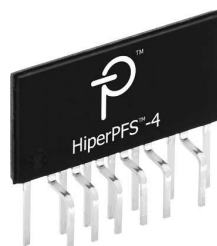
Микросхемы ККМ HiperPFS-4 компании Power Integrations обеспечивают КПД 98% при мощности до 550 Вт

Новые микросхемы корректоров обеспечивают высокий коэффициент мощности при легких нагрузках, поддерживают входные напряжения 305 В AC и рассеивают небольшую мощность в режиме покоя

Компания Power Integrations анонсировала выпуск семейства микросхем корректоров коэффициента мощности (ККМ) HiperPFS-4. Новые устройства обеспечивают высокую эффективность и отличный коэффициент мощности как при максимальных, так и при легких нагрузках. В компактном, электрически изолированном корпусе HiperPFS-4 с улучшенной теплопроводностью объединены 600-вольтовые MOSFET, которые могут использоваться при входных напряжениях до 305 В AC, и высокоэффективный контроллер коэффициента мощности с регулируемой частотой переключения, работающий в режиме непрерывной проводимости. Новое семейство микросхем обеспечивает большой коэффициент мощности и низкие нелинейные искажения, постоянные в широком диапазоне выходных нагрузок, позволяя производителям оборудования сертифицировать свои блоки питания на соответствие стандартам энергосбережения 80 PLUS Platinum и 80 PLUS Titanium.



Высокий коэффициент мощности HiperPFS-4, превышающий 0.95, и низкий уровень общих гармонических искажений не ухудшаются даже при 20% от номинальной нагрузки. Кроме того, в отношении устойчивости к резким броскам напряжения устройства отвечают строгим требованиям, предъявляемым основными поставщиками компьютерного и развлекательного оборудования, и в течение 1 с проходят тестирование входным напряжением 410 В AC, гарантируя высокую надежность в реальных условиях эксплуатации.



eSIP-16D (корпус H)



eSIP-16G (корпус L)

Варианты корпусов

(ширина 16.53 мм, высота 8.25 мм):

Новые микросхемы семейства HiperPFS-4 позволяют создавать источники питания мощностью до 300 Вт в закрытых корпусах, до 400 Вт в корпусах открытой конструкции и до 550 Вт в специальных приложениях. В список защитных функций входят блокировка при недостаточном входном напряжении, защита от повышенного и пониженного выходного напряжения и от перегрева крис-

талла, поцикловое ограничение тока и ограничение выходной мощности. В активном режиме при входном напряжении 230 В AC и в отсутствие нагрузки HiperPFS-4 потребляют мощность менее 60 мВт, а в спящем режиме – менее 20 мВт.

Комментирует Эдвард Онг (Edward Ong), менеджер по маркетингу продуктов компании Power Integrations: «Помимо очень высоких значений КПД и коэффициента мощности, семейство продуктов HiperPFS-4 обеспечивает низкие нелинейные искажения в широком диапазоне нагрузок. Преимущества, которые дает уникальная технология управления сдвигом частоты, позволяют устройствам на микросхеме HiperPFS-4 сохранять очень высокий КПД при очень малых токах нагрузки, что имеет большое значение для выполнения требований технических регламентов Европейского союза, предусматривающих измерение КПД нагрузки при 10% от номинальной выходной мощности. Интегрированные 600-вольтовые MOSFET и усовершенствованные функции защиты делают микросхему идеальным прибором для использования в регионах, где возможны значительные колебания сетевого напряжения. Микросхемы HiperPFS-4 гарантируют безопасную работу корректоров коэффициента мощности с хорошим запасом относительно максимального входного напряжения 305 В. Устройства предназначены для источников



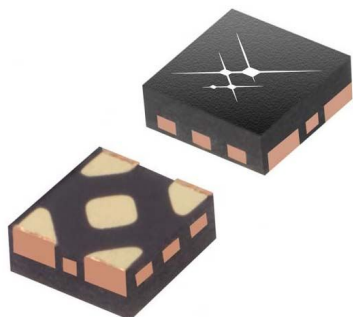
DER-547 – базовый проект 275-ваттного корректора коэффициента мощности на микросхеме HiperPFSM-4 PFS7627H. Входное напряжение 100...300 В AC, выходное напряжение 440 В DC.

питания оборудования центров обработки данных и коммерческих систем светодиодного освещения, а также для таких приложений, как холодильники (к которым теперь предъявляются все более строгие требования по величине коэффициента мощности) и зарядные устройства аккумуляторных инструментов и электровелосипедов».

Микросхемы HiperPFS выпускаются в изолированном корпусе eesIP с низким тепловым сопротивлением, упрощающим крепление теплоотвода, и могут использоваться в сетях высокого и низкого напряжения. В лотах из 10,000 приборов одна микросхема продается за \$1.46.

Skyworks предлагает новый маломощный усилитель для приемников сигналов ГНСС

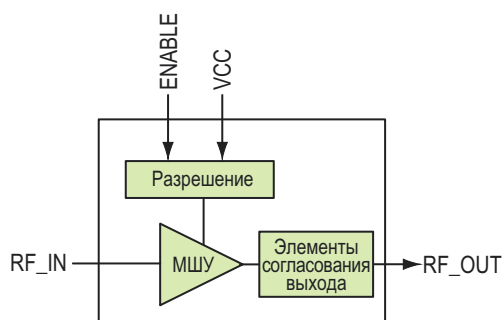
Компания Skyworks представила новый маломощный усилитель (МШУ) SKY65623-682LF, предназначенный для таких приложений, как носимые устройства, системы отслеживания перемещений, средства навигации, экшн-камеры и многого другого. Очень низкий



ток потребления МШУ, единственный источник питания и сверхкомпактный корпус хорошо подходят для маломощных устройств Интернета вещей.

Монолитная интегральная СВЧ микросхема маломощного усилителя SKY65623-682LF разработана для предварительного усиления сигналов в приемниках глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС). Потребляя очень незначительный ток, устройство обеспечивает отличное усиление и превосходный коэффициент шума. В устройстве интегрированы компоненты согласования выходного импеданса. Для работы микросхемы требуется единственная внешняя согласующая индуктивность на входе усилителя.

Усилитель SKY65623-682LF оптимизирован для работы в частотном диапазоне от 1559 до 1606 МГц, что делает его идеальным прибором для применения в приемниках радиосигналов GPS/ГЛОНАСС/Galileo/Compass.



Блок-схема SKY65623-682LF.

SKY65623-682LF изготавливается с использованием передовой технологии SiGe BiCMOS. МШУ поставляются в квадратных корпусах QFN площадью 0.8×0.8 мм, позво-

ляющих создавать исключительно технологичные и дешевые решения.

Основные характеристики МШУ SKY65623-682LF

- Диапазон частот: 1559 ... 1606 МГц;
- Коэффициент усиления в режиме малого сигнала: 16.5 дБ (тип.);
- Низкий коэффициент шума: 0.85 дБ (тип.);
- Внеполосные составляющие IIP3: -11.5 дБм (тип.);
- Низкий ток потребления: 1 мА (тип.);
- Низкий ток потребления в режиме отключения: 0.1 мкА (тип.);
- Внутреннее 50-омное согласование выходного импеданса;
- Единственный внешний элемент – согласующая индуктивность на входе;
- Один источник питания 1.5 В ... 3.6 В;
- Миниатюрный 5-контактный корпус QFN с размерами $0.8 \text{ мм} \times 0.8 \text{ мм} \times 0.32 \text{ мм}$.

Analog Devices разработала инновационный высоковольтный контроллер горячей замены

Analog Devices объявила о доступности микросхемы ADM1272 – инновационного контроллера горячей замены и монитора потребляемой энергии с шиной PMBus. Устройство, предназначенное для управления высоковольтными системами с напряжением до 80 В, обеспечивает надежную защиту при смене плат в таких особо ответственных приложениях, как серверы и коммуникационное оборудование. Самые современные технологии управления системой и контроля потребляемой платой мощности обеспечивают высочайший уровень защиты от системных отказов и сбросов при воздействии импульсных напряжений до 120 В, минимизируя простои системы и увеличивая коэффициент ее готовности во всех возможных условиях. ADM1272 кардинально улучшает общую надежность системы и защищенность MOSFET, благодаря функции адаптивного управления областью безопасной работы, которая, к тому же, позволяет использовать более дешевые MOSFET меньших размеров, чем традиционные решения для горячей замены. Еще одним важным средством оптимизации сис-

темы является цифровой интерфейс PMBus, предоставляющий телеметрию реального времени и информацию об отказах.



В центрах обработки данных, как и на многих других объектах коммуникационной инфраструктуры, критической характеристикой конструкции системы является высокая доступность и надежность. Для сменных

модулей и печатных плат, таких как серверы и накопители данных, на стороне подключения питания требуются защитные и управляющие схемы, обычно называемые контроллерами горячей замены. Контроллер горячей замены ADM1272 рассчитан на работу при напряжениях от 16 В до 80 В и позволяет, не выключая питания, безопасно извлекать и вставлять печатные платы в объединительную панель. ADM1272 обеспечивает защиту системы от таких событий, как перегрузка по току, броски напряжения и короткие замыкания. Интегрированный в устройство 12-битный аналого-цифровой преобразователь дает возможность контролировать текущие

значения тока, напряжения, мощности и энергии и считывать результаты измерений через интерфейс PMBus. Устойчивость контроллера к пиковым напряжениям до 120 В делает его прибором, способным надежно противостоять пульсациям и скачкам напряжения, не допуская сбросов, типичных для высоковольтных систем. Конструкция корпуса отвечает требованиям стандарта IPC-9592.

Доступность и корпуса

Микросхемы ADM1272 будут выпускаться в 48-выводном корпусе LFCSP размером 8 мм × 7 мм. Начало серийного производства запланировано на май 2017 года.

Новое семейство изолированных ШИМ-контроллеров Analog Devices сделает системы более простыми и надежными

Analog Devices (ADI) представила семейство из трех изолированных ШИМ-контроллеров с интегрированной 5-киловольтовой изоляцией, основанных на запатентованной ADI и отмеченной наградами технологии магнитной изоляции iCoupler. В семейство вошли контроллеры изолированных синхронных обратных преобразователей ADP1071-1 и ADP1071-2, а также контроллер изолированного синхронного прямоходового преобразователя с активным демпфером ADP1074. Благодаря интеграции большого количества узлов и функций, в числе которых защита от перенапряжения, отслеживание выходного напряжения, режим малой нагрузки с повышенным КПД и драйверы транзисторов синхронного выпрямителя, для которых обычно требуется несколько дискретных компонентов, площадь печатной платы преобразователя уменьшена на 35%, а его надежность значительно улучшена по сравнению с традиционными преобразователями, использующими оптрона. Новые ШИМ-контроллеры предназначены для изолированных DC/DC преобразователей с универсальным входом, используемых в автономных промышленных или телекоммуникационных источниках питания. Еще одной важной особенностью контроллеров является способ передачи сигнала PGOOD (Питание в норме) с вторичной стороны, устраняющий типич-

ные ограничения изолирующих барьеров и одновременно сокращающий количество внешних компонентов.

В новых устройствах внутри одного простого в использовании корпуса реализовано уникальное сочетание контроллеров первичной и вторичной стороны, изолированных с помощью технологии iCoupler, с измерениями истинных параметров на вторичной стороне, обеспечивающими все преимущества объединения контроллеров. Технология iCoupler также обеспечивает широкую полосу пропускания, благодаря чему время реакции на переходные процессы сокращается более чем в пять раз, а выходная емкость уменьшается на 20%.



ШИМ-контроллеры ADP1071-1 и ADP1071-2

ADP1071-1 и ADP1071-2 – ШИМ-контроллеры синхронных обратноходовых преобразователей со стабилизацией по току индуктивности и фиксированной рабочей частотой предназначены для создания изолированных DC/DC источников питания. В микросхемах использована запатентованная ADI технология iCoupler, позволяющая заменить громоздкие сигнальные трансформаторы и оптоизоляторы, одновременно упростив проектирование, сократив количество дорогих компонентов и повысив общую надежность системы. Благодаря интеграции изоляции и драйверов на обеих сторонах преобразователя, ШИМ-контроллеры предоставляют возможность создания компактных систем с более высоким КПД при больших нагрузках, чем обратноходовые преобразователи с диодными выпрямителями. Контроллер ADP1071-1 предназначен для высоковольтных приложений с напряжением более 60 В, а ADP1071-2 – для низковольтных, с напряжением менее 60 В. Контроллеры ADP1071-1 и ADP1071-2 идеально подходят для изолированного DC/DC или AC/DC преобразования энергии, оборудования малых сот, устройств с питанием по Ethernet (PoE) и корпоративных коммутаторов/маршрутизаторов, используемых в телекоммуникационных и промышленных приложениях.

ШИМ-контроллер ADP1074

ШИМ-контроллер ADP1074 синхронного прямоходового преобразователя с активным демпфером, стабилизацией по току индуктивности и фиксированной частотой преобразования также предназначен для изолированных DC/DC преобразователей. Для замены громоздких сигнальных трансформаторов и оптопар, предающих сигналы между изолированными сторонами, в ADP1074 используется запатентованная ADI технология iCoupler. Благодаря интеграции изоляторов и драйверов MOSFET как на первичной, так и на вторичной стороне, ADP1074 обеспечивает компактность конструкции преобразователя и более высокий КПД при больших нагрузках, чем асинхронные прямоходовые преобразователи. Устройство позволяет, упростив конструкцию, снизить стоимость и количество компонентов, одновременно повысить общую надежность системы. ADP1074 идеально подходит для изолированного преобразования энергии во множестве приложений, включая промежуточные шины питания, базовые станции и антенные усилители, малые соты, устройства PoE, корпоративные коммутаторы/роутеры, системы маршрутизации электрических, радио и оптических сигналов, а также модули питания для телекоммуникационного и промышленного оборудования.

Доступность и упаковка

Модель	Доступность	Корпус	Описание
ADP1071-1	Октябрь 2017	Широкий SOIC, 16 выводов	Обратноходовой контроллер с интегрированной изоляцией и драйвером синхронного выпрямителя с режимом малой нагрузки
ADP1071-2	Октябрь 2017	Широкий SOIC, 16 выводов	Обратноходовой контроллер с интегрированной изоляцией и драйвером синхронного выпрямителя
ADP1074	Июль 2017	Широкий SOIC, 16 выводов	Прямоходовой контроллер с интегрированной изоляцией и драйвером синхронного выпрямителя

Diodes выпускает новую линейку LDO стабилизаторов со сверхнизким потреблением тока

Компания Diodes разработала линейку LDO стабилизаторов AP7350 с выходными напряжениями от 1.2 до 3.3 В и током нагрузки до 150 мА, предназначенных для использования в малопотребляющих портативных и носимых устройствах. Сверхнизкий ток потребления новых приборов, составляю-

щий 0.25 мкА, и точность 1% позволяют увеличить срок службы батарей в проектируемых устройствах, а квадратный корпус со стороной всего 0.64 мм занимает на печатной плате минимально возможное место.

Конструкция AP7350 отвечает двум ключевым требованиям, предъявляемым ко



многим новым приложениям, необходимым для быстро развивающегося Интернета вещей (IoT). Это экономичность, поскольку многие устройства питаются от батарей, и миниатюрность, необходимая для размещения в корпусах носимых устройств, часто имеющих ограниченные габариты. При собственном токе потребления 0.25 мкА в

активном режиме и 20 нА в режиме ожидания, стабилизатор AP7350 позволяет создавать системы, способные при невысокой частоте измерений работать от одной плоской батареи типа CR2023 в течение нескольких лет. Миниатюрный корпус с размерами кристалла в два – четыре раза меньше конкурирующих решений и имеет высоту всего 0.34 мм.

В линейку стабилизаторов AP7350 входят приборы с выходными напряжениями 1.2 В, 1.5 В, 1.8 В, 2.5 В, 2.8 В, 3.0 В и 3.3 В, встречающимися на шинах питания большинства микроконтроллеров, ПЛИС, цифровых и аналоговых интегральных схем и датчиков, используемых в маломощных приложениях IoT. Точность стабилизации выходного напряжения составляет 1% при комнатной температуре и 1.5% в полном диапазоне рабочих температур от –40 °С до +85 °С.

Allegro MicroSystems анонсирует новый контроллер трехфазных бесщеточных электродвигателей постоянного тока

Allegro MicroSystems анонсировала новый контроллер трехфазных бесщеточных электродвигателей постоянного тока, предназначенный для управления внешними N-канальными MOSFET. Микросхема AMT49413 содержит множество цепей, необходимых для создания доступных по стоимости драйверов трехфазных двигателей с максимальным напряжением питания до 50 В. Новое устройство ориентировано на управление скоростью, положением и моментом вращения высокоточных бесщеточных двигателей. Контроллер может использоваться в различных сегментах потребительского и промышленного рынков устройств с аккумуляторным питанием, таких как электроинструменты, садовая и газонная техника, насосы, вентиляторы и бытовые устройства.

AMT49413 работает в широком диапазоне напряжений питания. Уникальный регулятор на основе зарядового насоса вырабатывает напряжение более 10 В, достаточное для управления затворами даже тогда, когда напряжение батареи падает до 7 В, а

при использовании транзисторов с уменьшенным пороговым напряжением работоспособность поддерживается вплоть до напряжения питания 5.5 В. Для создания необходимого для N-канальных MOSFET напряжения, превышающего напряжение питания, используется бутстрепный конденсатор. Внутренний зарядовый насос, обеспечивающий напряжением вольтодобавки драйверы транзисторов верхнего плеча, может работать с коэффициентом заполнения до 100%.

Для регулировки максимального тока нагрузки предусмотрена внутренняя схема ШИМ-управления с фиксированной частотой переключения. Предельное значение пикового тока нагрузки устанавливается выбором величины входного опорного напряжения и сопротивления внешнего токоизмерительного резистора. Частота ШИМ задается постоянной времени внешней RC-цепочки. Для дополнительной гибкости предусмотрено использование входа ШИМ для управления скоростью и вращающим моментом, при этом управление порогом ограничения мак-

симального тока осуществляется внутренними цепями. Рабочий КПД устройства увеличен за счет использования синхронного выпрямления.

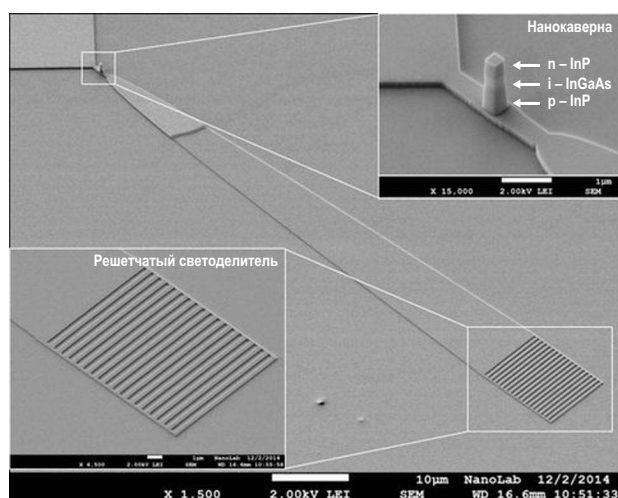
Схема защищена от сквозных токов MOSFET, повышенного и пониженного напряжения, от нарушения логики работы датчиков Холла, встроенных в двигатель, от низкого тока обмоток и от их короткого замы-

кания на землю, источник питания и друг на друга. Мертвое время программируется одним внешним резистором.

АМТ49413 поставляется в 48-контактном корпусе QFN с вскрытым теплоотводящим основанием. Мощный компактный корпус с размерами 7 мм × 7 мм не содержит свинца, а его выводная рамка имеет стопроцентное покрытие матовым оловом.

Увеличив эффективность нано-светодиодов в 1000 раз, ученые открывают двери сверхбыстрым микросхемам нового поколения

По мере повсеместного экспоненциального роста трафика данных, самым узким местом все чаще становятся электрические связи внутри микросхем. Очевидными преимуществами электрических соединений являются оптические, однако необходимых для этого наноразмерных источников света до сих пор не было. Создать источник света с требуемыми характеристиками удалось ученым технологического университета Эйндховена (TU/e): нано-светодиод, превосходящий своих предшественников по эффективности в 1000 раз, способен обрабатывать гигабиты данных в секунду. Результаты их исследований были опубликованы в онлайн журнале Nature Communications.



Фотография нового нано-светодиода и некоторых дополнительных деталей, сделанная с помощью сканирующего электронного микроскопа.

Технический университет Эйндховена

Нано- или микроватты

По мере того, как электрические кабели приближаются к пределам своей пропускной способности, оптоволоконная связь все активнее претендует на роль стандарта для передачи данных. При больших расстояниях почти все данные передаются по оптическим каналам. Как внутри компьютерных систем, так и внутри микросхем происходит экспоненциальный рост объема трафика, но оставаясь электронным, этот трафик все чаще становится узким местом. Поскольку именно на эти соединения («межсоединения») приходится большая часть потребляемой микросхемами энергии, множество ученых во всем мире работает над созданием оптических (фотонных) межсоединений. Ключевым элементом для них является малогабаритный источник света, преобразующий информацию в световые сигналы, который должен иметь размеры, позволяющие разместить его в микроскопических структурах кристаллов микросхем. В тоже время, он должен иметь хорошую нагрузочную способность и достаточную эффективность, которая у малогабаритных источников света нано- или микроваттной мощности до настоящего времени оставалась крайне низкой.

Уменьшены потери света

Исследователи технологического университета Эйндховена разработали светодиод размером несколько сотен нанометров с интегральным световым каналом (световодом) для передачи оптического сигнала. Этот

интегральный нано-светодиод в 1000 раз эффективнее лучших аналогов, разработанных в любом другом месте. Особого прогресса исследователи из Эйндховена добились в повышении качества интегрального соединения источника света и оптического канала, в результате чего намного уменьшены потери и, соответственно, увеличено количество света поступающего в световод. Эффективность новых нано-светодиодов на сегодня находится в диапазоне от 0.01% до 1%, однако исследователи рассчитывают значительно улучшить этот показатель за счет использования новой технологии производства.

Подслой фосфида индия

Другой важной характеристикой нового нано-светодиода является то, что в кремниевую подложку он интегрирован на подслое фосфида индия. Кремний является основ-

ным материалом для микросхем, но, в отличие от фосфида индия, для источников света он не подходит. Кроме того, как показали тесты, новый элемент быстро преобразует электрические сигналы в оптические и может обрабатывать данные со скоростью в несколько гигабит в секунду.

Жизнеспособность

Исследователи из Эйндховена считают, что их нано-светодиоды – это жизнеспособное решение, которое устранит преграды на пути роста внутрикристалльного трафика данных. Тем не менее, перспективы новой технологии они оценивают с осторожностью. Эта разработка еще не достигла стадии, когда она могла бы использоваться в массовом промышленном производстве, и для того, чтобы придать ей такой статус, еще потребуется определенное время.

Новый 30-вольтовый MOSFET компании Vishay увеличит плотность мощности и КПД мобильных устройств и бытовой электроники

Устройство с максимальным допустимым постоянным током стока 37.8 А и сопротивлением открытого канала 8.4 мОм в компактном корпусе PowerPAK SC-70

Vishay Intertechnology выпустила на рынок новый 30-вольтовый мощный n-канальный MOSFET, созданный с использованием четвертого поколения технологии TrenchFET, который позволит увеличить плотность мощности и КПД мобильных устройств, бытовой электроники и источников питания. Транзистор SiA468DJ в ультракомпактном корпусе PowerPAK SC-70 имеет самое низкое сопротивление открытого канала и наибольший постоянный ток стока среди всех 30-вольтовых устройств в пластиковых корпусах с размерами 2 мм × 2 мм.



MOSFET на 60% меньше приборов в корпусах PowerPAK 1212 и является одним из самых компактных 30-вольтовых транзисторов, предназначенных для преобразователей энергии и коммутаторов нагрузки, используемых в портативных компьютерах, планшетах, шлемах виртуальной реальности и модулях DC/DC преобразователей, а также в H-мостах беспроводных зарядных устройств и драйверах электродвигателей дронов.

Исключительно низкое сопротивление открытого канала SiA468DJ – 8.4 мОм при напряжении затвора 10 В и 11.4 мОм при 4.5 В – уменьшает потери проводимости в этих приложениях и увеличивает их КПД. По этим параметрам новые транзисторы на 51% превосходят решения предыдущего поколения и на 6% лучше ближайших конкурирующих устройств. Кроме того, низкое произведение заряда затвора на сопротивление открытого канала делает прибор универсальным силовым транзистором для преобразователей энергии любых топологий.

Равный 37.8 А максимальный допустимый постоянный ток стока транзистора SiA468DJ

на 68% больше, чем у устройств предыдущего поколения, и на 50% выше, чем у ближайших конкурирующих приборов. Столь высокое номинальное значение обеспечивает достаточный запас прочности для приложений, работающих в условиях больших переходных токов. MOSFET проходят стопроцен-

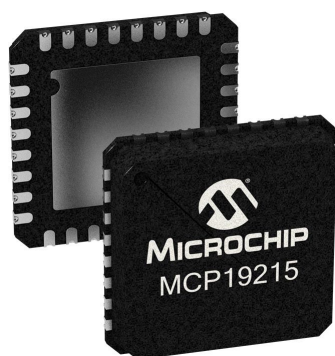
тный контроль сопротивления затвора, не содержат галогенов и отвечают требованиям директивы RoHS.

Потребителям уже доступны как единичные образцы, так и промышленные партии транзисторов SiA468DJ. Срок исполнения крупных заказов составляет 13 недель.

Microchip выпускает однокристалльный аналого-цифровой контроллер, идеальный для DC/DC преобразования

MCP19215 обеспечивает гибкость управления для приложений, требующих динамической реконфигурации источников питания

Microchip Technology объявила о доступности нового аналого-цифрового контроллера DC/DC преобразователей энергии. Однокристалльное устройство, предназначенное для управления DC/DC преобразователями, способно работать при высоких входных напряжениях до 42 В и, в зависимости от топологии, одновременно регулировать два выходных напряжения в широком диапазоне от 300 мВ до нескольких сотен вольт. Контроллер идеален для использования в условиях эксплуатации промышленного и автомобильного оборудования и наилучшим образом подходит для зарядных устройств аккумуляторов и светодиодных драйверов.



Сдвоенный контроллер MCP19215 обеспечивает одновременное управление двумя преобразователями, построенными по обратной схеме, SEPIC, повышающей схеме и/или схеме Чука, которые даже могут иметь различные топологии. Кроме того, он может быть сконфигурирован для двунаправленного управления одной силовой шиной, поддерживая регулирование напряжения или тока с любой стороны от преобразовате-

ля энергии. Это позволяет динамически переключать схему между режимами стабилизации напряжения и стабилизации тока, дополнительно изменяя при этом направление преобразования энергии. Благодаря этому при измерении уровня заряда возможно использование одного и того же источника питания для контроля мощности как потребляемой, так и отдаваемой устройством хранения (например, аккумулятором или ионистором). Помимо этого, микросхема может автоматически и очень быстро переключаться между режимами источника и потребителя энергии, что дает возможность поддерживать необходимые напряжения на критических важных системных шинах питания серверов или систем автоматизации, либо сохранять энергию в возобновляемых источниках или автомобильных приложениях.

Все основные рабочие параметры полностью конфигурируются в микроконтроллерном ядре, управляющем внутренними аналоговыми контурами регулирования. Порог ограничения тока, рабочая частота, реакция на неисправности и пороги блокировки при повышенном и пониженном напряжении могут быть адаптированы к конкретному приложению.

Микросхема MCP19215 также имеет дежурный режим с пониженным потреблением и способна выдерживать скачки напряжения при сбросе нагрузки, что делает ее идеальным прибором для автомобильных приложений. Контроллер можно запрограммировать на выключение других нагрузок и переход в спящий режим, что позволяет напрямую подключать его к аккумуляторной батарее, потребляя минимальную энергию при выключенном двигателе.

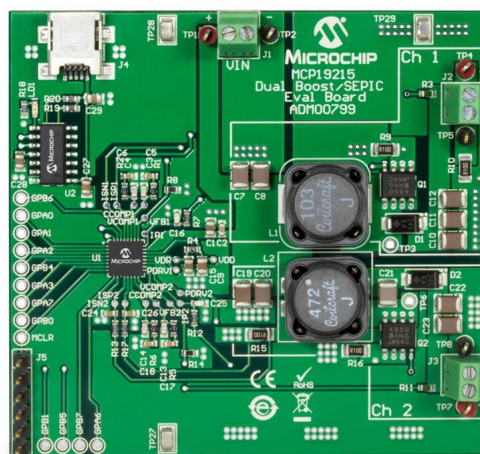
Использование конфигурируемых внутренних регистров позволяет задавать рабочую частоту с программируемым фазовым сдвигом для координации двух преобразователей. Это снижает уровень электромагнитного излучения в приложении, не допуская возникновения интерференционных помех.

Поддержка разработки

Новые устройства Microchip поддерживают набор инструментов программирования и разработки, включая интегрированную среду MPLAB X и компилятор MPLAB XC8. Изучить работу контроллеров MCP19214 и MCP19215 можно с помощью управляемой графическим интерфейсом оценочной платы ADM00799 на примерах повышающего и SEPIC преобразователей, которые могут быть легко адаптированы к требованиям конкретного приложения.

Цены и доступность

Контроллеры MCP19214 и MCP19215 выпускаются в корпусах QFN с размерами 5 мм × 5 мм. В партиях из 10,000 приборов цена одной микросхемы начинается от \$3.17. Получить дополнительную информацию можно в любом торговом представительстве



Оценочная плата ADM00799 двоянно-го повышающего/SEPIC преобразователя на микросхеме MCP19215.

Microchip, через международную сеть авторизованных дистрибьюторов или на веб-сайте компании. Для приобретения продуктов, упомянутых в этом пресс-релизе, воспользуйтесь онлайн магазином microchipDIRECT, навигация в котором теперь стала удобнее и была оптимизирована для мобильных устройств, или свяжитесь с одним из авторизованных дистрибьюторов Microchip.

Dialog Semiconductor разработала первый 10-амперный безындуктивный преобразователь с КПД более 98%

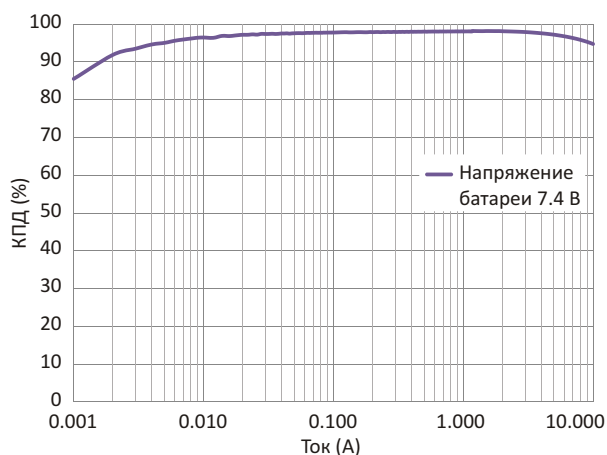
Преобразователь DA9313 с рекордным КПД продлевает срок службы батареи, уменьшает площадь печатной платы и высоту ее компонентов, а также снижает стоимость устройств заряда одноэлементных аккумуляторов

Dialog Semiconductor представила первый прибор из новой серии микросхем зарядных устройств, который стал одним из самых эффективных в мире DC/DC преобразователем на коммутируемых конденсаторах. Инновационная конструкция DA9313 обеспечива-



ет высокий пиковый КПД и, занимая на печатной плате площадь менее 10 мм², может отдавать в нагрузку более 50 Вт, что позволяет разработчикам продлить срок службы и сократить время заряда одно- и двухэлементных литий-ионных аккумуляторов в ноутбуках, цифровых камерах и портативных Bluetooth колонках.

Это первый в мире преобразователь на переключаемых конденсаторах, в котором достигнуто значение КПД 98% при выходной мощности 50 Вт. Его использование позволяет уменьшить стоимость системы и размеры печатной платы, а также увеличить время автономной работы различных мобильных устройств. КПД DA9313 при легких нагрузках более чем на 20% выше, чем у обычных пре-



Зависимость КПД от тока нагрузки.

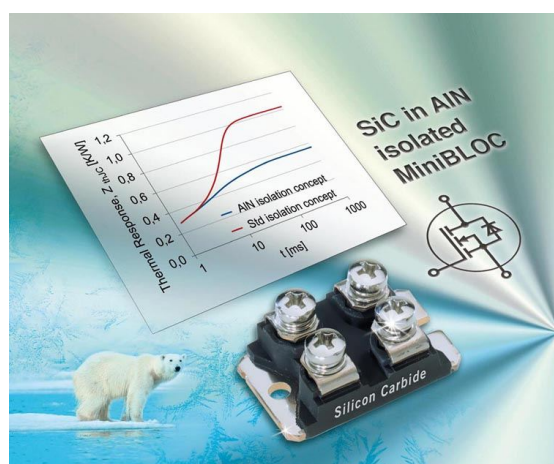
образователей. Микросхема также дает возможность более чем на 50% сократить размеры печатной платы и не менее чем на 1 мм снизить высоту решения, что необходимо для более тонких мобильных телефонов следующего поколения и быстро заполняющих рынок ультрабуков. Для систем мощностью

до 100 Вт возможно объединение двух микросхем DA9313 в конфигурацию ведущий-ведомый, предоставляющую разработчикам возможность масштабирования при проектировании широкого спектра систем.

В смартфонах с одноэлементными аккумуляторами DA9313 может использоваться совместно с микросхемой основного зарядного устройства. Во время фазы быстрого заряда постоянным током DA9313 в обход основного зарядного устройства обеспечивает батарею током 6 А, не допуская превышения допустимых тепловых режимов. При напряжении питания 9 В, используемом компанией Dialog в дорожных переходниках с архитектурой RapidCharge, вместо дорогого 5-амперного кабеля Type-C с электронной маркировкой может использоваться дешевый 3-амперный кабель USB Type-C, что поможет производителям мобильных телефонов значительно снизить стоимость их систем.

IXYS начинает производство 1200-вольтовых SiC диодов Шоттки для приложений повышенной мощности

Компания IXYS сообщила о начале производства сдвоенных 1200-вольтовых SiC диодов Шоттки DCG85X1200NA и DCG100X1200NA в полностью изолированных корпусах MiniBLOC (SOT-227).



Карбид кремниевые диоды Шоттки DCG85X1200NA и DCG100X1200NA рассчитаны на средние прямые токи 43 А и 49 А, соответственно, при температуре корпуса

80 °С. Оба прибора выдерживают обратное напряжение до 1200 В, а напряжение изоляции между выводами корпуса и теплоотводящим основанием составляет 3 кВ. Запатентованная IXYS технология обеспечивает низкое тепловое сопротивление корпуса. Использование новых диодов даст возможность повысить плотность мощности, снизить стоимость монтажа и уменьшить размеры решения.

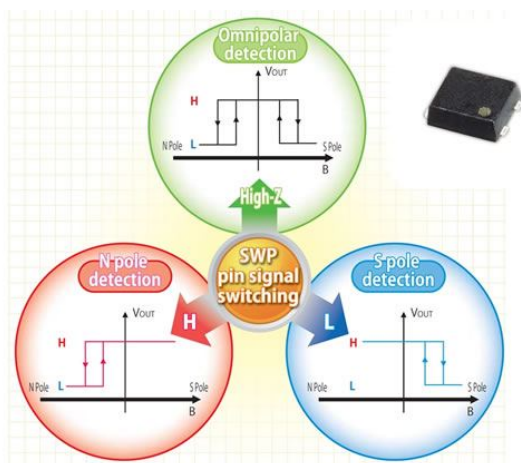
Оба диода внутри корпуса электрически изолированы друг от друга, что позволяет свободно подключать их к общему источнику или соединять последовательно. Кроме того, положительный температурный коэффициент прямого напряжения упрощает параллельное соединение диодов при необходимости увеличения мощности приложения.

Типичными областями применения новых диодов будут высокоэффективные DC/DC преобразователи, инверторы солнечных батарей, системы бесперебойного питания и устройства быстрой зарядки.

SII Semiconductor представляет новую серию переключателей на основе эффекта Холла, различающих полярность магнита

При совместном использовании с микроконтроллером микросхемы способны определять полярность расположенных поблизости магнитов

Компания SII Semiconductor, полупроводниковое подразделение Seiko Instruments, представила серию микросхем на основе датчиков Холла, распознающих полярность магнитов и число их полюсов. На новые приборы S-5718 SII уже начала прием первых заказов. При совместном использовании с микроконтроллером, S-5718 могут определять полярность расположенных поблизости магнитов, предоставляя разработчикам большую гибкость в определении открытого и закрытого состояния смартфонов, планшетных компьютеров и других устройств, которым нужна такая функция.



Новая серия микросхем переключателей Холла S-5718 может отличать двухполюсные магниты от однополюсных. В устройство интегрированы чувствительные элементы трех типов: датчик, воспринимающий магнитные потки от обоих полюсов (северного и южного), только от южного полюса, и только от северного полюса. В отсутствие управляющего сигнала на выводе SWP (высокоимпедансное состояние) включен двухполюсный режим. Высокое напряжение на этом входе делает микросхему чувствительной только к северному полюсу магнита, а низкий – к южному. При наличии управляющего микроконтроллера это дает возможность идентифицировать полярность магнитов. Распознавание полярности магнитов позволяет переключать режимы работы, определять типы аксессуаров или предпринимать какие-либо иные действия.

S-5718 может работать при одном из самых низких в отрасли напряжений питания 1.45 В. Устройство содержит элементы, обеспечивающие широкий гистерезис измерений, что позволяет получать стабильные результаты в условиях, когда величина магнитного зазора подвержена колебаниям. Приборы серии выпускаются в сверхминиатюрных корпусах SNT-4A с размерами 1.6 × 1.2 × 0.5 мм.

ON Semiconductor представила первый в отрасли 100-вольтый силовой модуль для полу- и полномостовых DC/DC преобразователей

Без снижения КПД и надежности значительно сокращает размеры печатной платы и количество компонентов приложений облачной инфраструктуры

На выставке APEC 2017 компания ON Semiconductor объявила о начале производства первого в отрасли 100-вольтowego силового модуля FDMF8811, предназначенного для полу- и полномостовых DC/DC преобразователей с током до 25 А. В корпус PQFN-36 интегрированы микросхема 120-вольтowego драйвера, бутстрепный диод и два высокоэффективных MOSFET.

По сравнению со схемой на дискретных элементах DC/DC преобразователь на модуле FDMF8811 занимает примерно на треть меньшую площадь печатной платы, позволяя разработчикам создавать более компактные системы. Если размер не является основным приоритетом, то с помощью FDMF8811 можно увеличить мощность, получаемую с существующей доступной площади печатной



платы. FDMF8811 особенно эффективен в облачных приложениях, таких как беспроводные базовые станции, в силовых модулях или иных внутрисплатных изолированных DC/DC

преобразователях, а также в промышленных системах, включая драйверы двигателей, вентиляторы и климатическое оборудование.

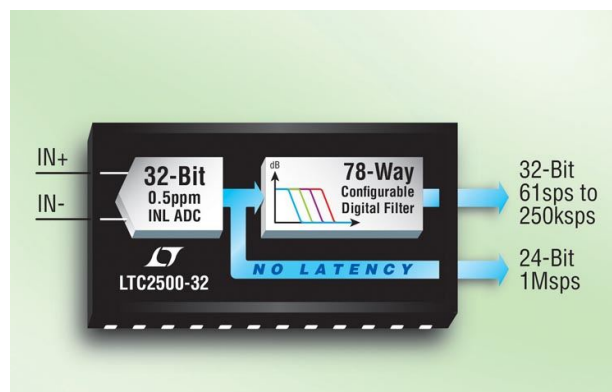
Благодаря интеграции в FDMF8811 всех важнейших компонентов, ON Semiconductor смогла оптимизировать конструкцию в части динамических характеристик драйвера и MOSFET, паразитной индуктивности системы и сопротивления открытого канала силовых транзисторов, тем самым, обеспечив максимально возможный КПД, который для полномостовых 600-ваттных приложений превышает 97%.

Цены и доступность

Микросхемы FDMF8811 уже выпускаются серийно в корпусе PQFN-36 и в лотах из 10,000 приборов продаются по цене \$3.50 за штуку. Для запроса образцов следует обращаться в отдел продаж ON Semiconductor.

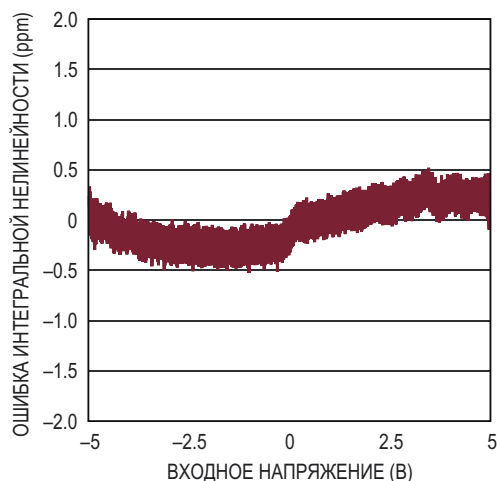
Analog Devices анонсирует 32-битный АЦП последовательных приближений с линейностью 0.5 ppm и динамическим диапазоном 148 дБ

Analog Devices, недавно завершившая сделку по приобретению компании Linear Technology, анонсирует ультрапрецизионный 32-битный АЦП последовательных приближений LTC2500-32. Сочетая высокую точность и скорость запатентованной Linear Technology архитектуры АЦП последовательных приближений с интегрированными универсальными цифровыми фильтрами, позволяющими оптимизировать ширину спектра сигнала и упростить требования к антиалиазинговым фильтрам, LTC2500-32 предоставляет возможности нового подхода к приложениям высокоточных измерений. Результаты преобразований, выполняемых LTC2500-32, отображаются одновременно на двух выходах. На первом малошумящем выходе с цифровой фильтрацией сигнал имеет 32-битное разрешение с динамическим диапазоном, достигающим 148 дБ. 32-битный код, без конвейерной задержки появляющийся на втором выходе с частотой 1 Мвыб/с, содержит 24 битное представление разности напряжений на входах АЦП и 7 битное представление синфазного входного напряжения. Выход без конвейерной задержки внутренне точно согласован с выходом высокого разрешения,



чем исключаются несоответствие и дрейф, типичные для приложений, в которых для контроля целостности сигнала требуется дополнительный более быстрый АЦП, работающий параллельно с прецизионным АЦП. Широкий диапазон синфазных входных напряжений и высокий коэффициент их подавления позволяют использовать LTC2500-32 для измерений при различных уровнях смещения, упрощая конфигурацию цепи обработки аналоговых сигналов. Каждый из двух выходов обеспечивает высокоточное представление разности напряжений, приложенных между двумя входными выводами.

Благодаря исключительно низкой плотности шумов микросхемы LTC2500-32, ее динамический диапазон равен 148 дБ при 61 выб/с и 104 дБ при 1 Мвыб/с. Помимо низких шумов, LTC2500-32 отличается непревзойденной линейностью с типовым значением 0.5 ppm и гарантированным 2 ppm, а также ничтожно малым дрейфом усиления и смещения в широких диапазонах температур. Совокупность этих характеристик позволяет выполнять высокоточные измерения в сильно зашумленных средах, например, в системах промышленной автоматизации. Интегрированный конфигурируемый цифровой фильтр может иметь семь видов и 13 коэффициентов передискретизации, предоставляя пользователям высокий уровень гибкости и компромиссное сочетание полосы пропускания, характеристик и шумовых параметров фильтра для каждого приложения.

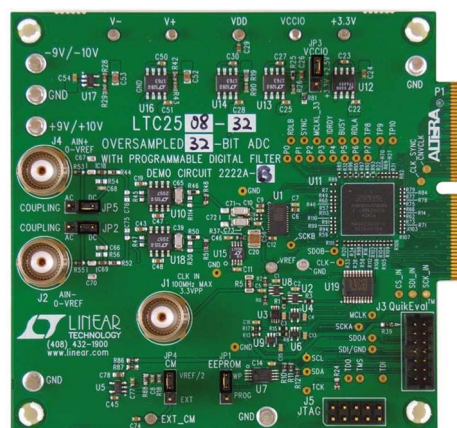


Зависимость интегральной нелинейности от выходного кода.

Микросхема LTC2500-32 пополнила семейство ультрапрецизионных АЦП последовательных приближений, в которое входят также оптимизированная для приложений обработки данных 32-битная микросхема LTC2508-32 с цифровой фильтрацией выходного сигнала, и 24-битный АЦП LTC2512-24, содержащий цифровые фильтры, оптимизированные для обработки сигналов в приложениях, требующих гладкой частотной характеристики. LTC2512-24 и LTC2508-32 обеспечивают 14-битный выходной код без конвейерной задержки, необходимый для контроля целостности сигнала, и четыре коэффициента передискретизации, дающих возможность обменивать полосу пропускания на динами-

ческий диапазон. LTC2500-32 отличается более широким выбором типов фильтров и коэффициентов передискретизации.

В настоящее время доступны версии LTC2500-32, предназначенные для использования в коммерческом и промышленном ($-40^{\circ}\text{C} \dots 85^{\circ}\text{C}$) диапазонах температур. Цены, установленные для партий из 1000 приборов, начинаются от \$35.95 за одну микросхему. В местных офисах продаж или на сайте Linear Technology можно приобрести оценочную плату DC2222A для семейства АЦП последовательных приближений LTC2500.



DC2222A – демонстрационная плата для АЦП LTC2500-32.

Сводка основных характеристик LTC2500-32

- Отношение сигнал/шум 104 дБ при 1 Мвыб/с;
- 32-битный АЦП последовательных приближений с двумя выходами:
 - 32-битный выход с цифровой фильтрацией и низким уровнем шумов;
 - 24-битный выход дифференциального сигнала плюс 7-битный выход синфазного сигнала со скоростью выборки 1 Мвыб/с и индикацией выхода за пределы диапазона измерений;
- Конфигурируемый цифровой фильтр с синхронизацией;
- 7 типов фильтров: Sinc 1, Sinc 2, Sinc 3, Sinc 4, Spread-Sinc, полосовой, усредняющий;
- Широкий диапазон входных синфазных сигналов;
- Коэффициент подавления синфазных составляющих 128 дБ;
- 24-выводной корпус DFN размером 7 мм × 4 мм.

Diodes представляет новую линейку 150-миллиамперных LDO регуляторов с ультранизким падением напряжения

Компания Diodes представила новую линейку LDO стабилизаторов со сверхнизким падением напряжения. Приборы серии AP7380 рассчитаны на диапазон входных напряжений до 24 В и предлагаются в версиях с различными фиксированными выходными напряжениями. В сочетании с высокой точностью и ультранизким потребляемым током эти характеристики новых стабилизаторов делают их хорошим выбором для различных устройств, питающихся от USB, портативного оборудования, потребительских и контрольно-измерительных приложений.

Широкий диапазон входных напряжений от 3.5 В до 24 В позволяет использовать стабилизаторы в системах со стандартными шинами питания 5 В, 9 В и 12 В, оставляя достаточный запас, чтобы противостоять переходным процессам. Предлагаемые версии со стабилизированными выходными напряжениями 3.0 В, 3.3 В, 4.15 В, 4.4 В и 5.0 В поддерживают распространенные стандарты, принятые для точек подключения нагрузки. Устройства обеспечивают отличную стабилизацию по входному напряжению и нагрузке, сохраняя при комнатной температуре точность 1.0% при любых входных и выходных



напряжениях и токах нагрузки вплоть до максимального значения 150 мА.

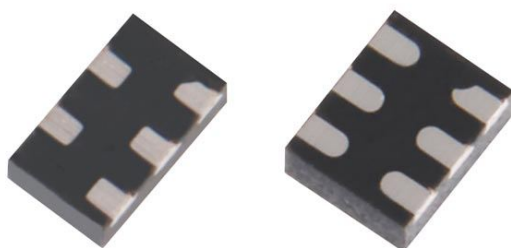
Ультранизкое падение напряжения AP7380 характеризуется значением 250 мВ при выходном напряжении 5 В и токе нагрузки 50 мА. Низкий ток потребления 1.8 мкА минимизирует мощность в режиме ожидания и увеличивает время работы оборудования с батарейным питанием. В AP7380 также интегрирована функция отключения при перегреве, защищающая устройство при повышенных температурах кристалла.

Микросхемы серии AP7380 выпускаются в корпусах SOT25 и SOT89.

Toshiba начала производство сборок TVS диодов для защиты высокоскоростных интерфейсов в мобильных устройствах

Устройства обеспечивают улучшенную защиту и экономят пространство печатной платы

Компания Toshiba объявила о начале производства новых сборок TVS диодов (супрессоров) для защиты высокоскоростных интерфейсов от электростатических разрядов и импульсных перенапряжений. В новое семейство вошли четыре устройства, поддержи-



вающие различные интерфейсы, в числе которых USB Type-C и HDMI. Сборки могут использоваться в мобильных устройствах, включая смартфоны, носимые устройства и планшеты. Защитные свойства TVS диодов улучшены за счет снижения динамического сопротивления и напряжения фиксации. Супрессоры выпускаются в малогабаритных корпусах LGA, по сравнению с существующими продуктами Toshiba сберегающими примерно 30% монтажного пространства.

Миниатюризация и рост функциональной насыщенности смартфонов, носимых приборов, планшетов, ноутбуков, офисного оборудования, ЖК панелей и других электронных

устройств требуют уменьшения размеров используемых в них полупроводниковых компонентов. Это влечет за собой рост потребности в новых устройствах защиты полупроводниковых элементов от электростатических разрядов и бросков напряжения. Кроме того, при использовании для защиты USB Type-C, HDMI и других высокоскоростных интерфейсов, эти устройства должны иметь малую емкость для предотвращения ослабления передаваемых сигналов.

Характеристики и расположение выводов новых TVS диодов Toshiba ориентированы на защиту высокоскоростных интерфейсов, используемых в этих современных элект-

ронных устройствах. Они производятся на основе запатентованной Toshiba технологии EAP-IV, обеспечивающей более низкое динамическое сопротивление и напряжение фиксации, чем другие продукты компании, и улучшающей общую защиту за счет ослабления воздействия статических разрядов и бросков напряжения на последующие каскады устройств. Новая линейка представлена устройствами, содержащими 2 и 4 диода для сигнальных линий с напряжениями как 3.3 В, так и 5.0 В, предоставляя пользователям возможность выбора супрессоров, соответствующих напряжению интерфейса их системы.

Основные характеристики семейства

Модель	Кол-во диодов	Пиковое обратное напряжение, макс, [В]	Напряжение электростатического разряда, [кВ]	Обратное напряжение пробоя, мин./макс. при $I_{BR} = 1 \text{ мА}$, [В]	Динамическое сопротивление, тип. при токе 8...16 А, [Ом]	Напряжение фиксации, тип. при токе 16 А, [В]	Общая емкость, тип. при 0 В, [пФ]	Корпус
DF5G5M4N	4	3.6	±20	4.0/6.0	0.8	22	0.2	DFN5
DF5G6M4N	4	5.5	±20	5.6/8.0	0.8	22	0.2	DFN5
DF5G6M4N	2	3.6	±20	4.0/6.0	0.8	22	0.2	DFN6
DF6D6M4N	2	5.5	±20	5.6/8.0	0.8	22	0.2	DFN6

Новая технология LDMOS компании NXP ускорит разработку мощных радиочастотных устройств

При создании флагманского 1800-ваттного транзистора основной акцент делался на простоту использования

NXP Semiconductors анонсировала завершение разработки новой LDMOS (МОП с поверхностной диффузией) технологии создания радиочастотных транзисторов с рабочим напряжением до 65 В. Эта заметная прибавка к напряжению открывает дорогу новому поколению продуктов: транзисторам серии MRFX.

В связи с все более широким использованием радиочастот в различных промышлен-

ных приложениях, NXP предоставляет конструкторам мощных радиочастотных устройств средства сокращения цикла разработки:

• Большая мощность:

Повышенное рабочее напряжение позволяет увеличить выходную мощность и, сократив количество транзисторов выходного каскада, упростить конструкцию усилителей мощности и уменьшить их размеры.

• Меньшее время разработки:

Благодаря более высокому напряжению, можно увеличить выходную мощность, сохранив приемлемый уровень выходного импеданса. Это упрощает 50-омное согласование, особенно в широкополосных приложениях. Простота согласования существенно сокращает время разработки.



- **Повторное использование конструкции:**

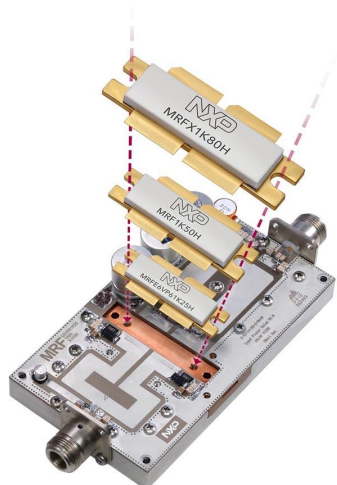
Простота согласования и совместимость по выводам с существующими 50-вольтовыми LDMOS транзисторами дают разработчикам радиочастотных устройств возможность повторно использовать существующие печатные платы и, таким образом, дополнительно сократить время выхода на рынок.

- **Контролируемый уровень тока:**

Повышенное напряжение снижает ток системы, ограничивая нагрузку на источники питания и уменьшая магнитные излучения.

- **Широкий диапазон безопасных режимов:**

Пробивное напряжение транзисторов, изготовленных по 65-вольтовой LDMOS технологии NXP, равно 182 В, что повышает надежность и позволяет реализовывать более эффективные конструктивные решения.

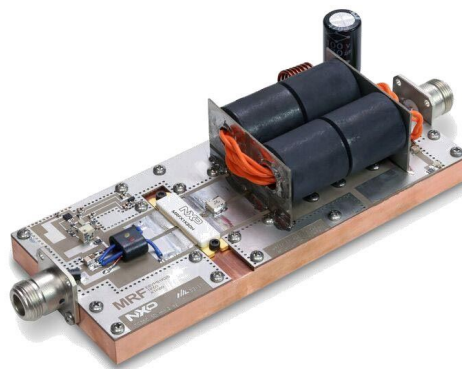


Первым в серии MRFX появился MRFX1K80 – самый мощный в отрасли прибор среди всех радиочастотных транзисторов, способных работать в режиме усиления непрерывных колебаний. В приложениях, работающих на частотах от 1 до 470 МГц, устройство отдает непрерывную мощность 1800 Вт при напряжении питания 65 В и выдерживает стоячую волну напряжения при КСВ, достигающем 65:1.

MRFX1K80 ориентирован на использование в промышленных, научных и медицинских приложениях для формирования лазерного излучения, плазменного травления, магниторезонансной визуализации, лечения кожи и диатермии, а также ускорения заряженных частиц и иных научных целей. Кроме того, MRFX1K80 хорошо подходит для вещательных передатчиков радио и телевидения УКВ диапазона. Помимо этого, высокий уровень управляемости, присущий твердотельным приборам, позволит улучшить технические характеристики промышленных нагревательных установок, сварочного оборудования или сушильных агрегатов, в которых до сих пор используются электровакуумные приборы.

Доступность и средства поддержки разработки

В настоящее время мелкими партиями выпускается транзистор MRFX1K80H в керамическом корпусе с воздушной полостью, а начало серийного производства ожидается в августе 2017 года. Доступны также оценочные схемы для приложений диапазонов 27 МГц и 87.5-108 МГц. В ближайшее время NXP представит версию транзистора, опрессованного в пластмассовый корпус (MRFX1K80N). За дополнительной информацией следует обращаться в местные представительства авторизованных дистрибьюторов NXP.



Оценочная схема для приложений диапазона 27 МГц.

Новый микроконтроллер Analog Devices обеспечит десятикратную экономию энергии в приложениях Интернета вещей

Отвечая на стремительно растущую потребность рынка во встраивании современных алгоритмов в граничные узлы Интернета вещей, Analog Devices выполнила раз-

работку и приступила к производству образцов нового микроконтроллера с ультра низкой потребляемой мощностью. Микросхема ADuCM4050 содержит ядро ARM Cortex-M4 с

математическим сопроцессором, расширенную SRAM и встроенную флеш-память, позволяющие локализовать принятие решений и гарантировать, что в облако будут посланы лишь самые важные данные. В новом приборе используется технология SensorStrobe, благодаря которой микроконтроллер может оставаться в режиме пониженного потребления энергии, пока датчики и радиочастотные компоненты Analog Devices занимаются сбором данных. На системном уровне это обеспечивает более чем десятикратную экономию энергии, выражающуюся либо в увеличенном времени работы от батарей, либо в более редкой перезарядке аккумуляторов. Кроме того, компания проделала большую работу по адаптации микросхемы к жестким условиям окружающей среды.



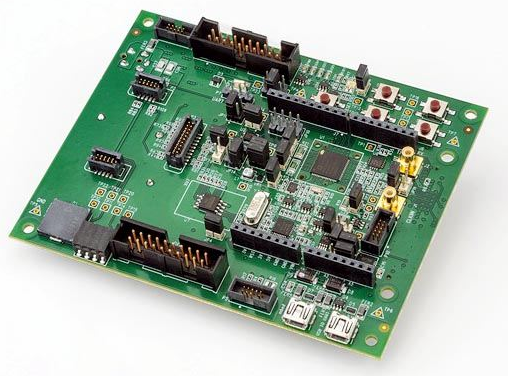
Реализованное в ADuCM4050 шифрование информации обеспечивает более надежную охрану интеллектуальной собственности разработчиков и лучшую защиту от вредоносных программ и несанкционированного использования. Помимо этого, устройство поддерживает криптоалгоритмы AES 128/256 и SHA 256, блочные шифры для защиты кода, шифрование с симметричными ключами и алгоритмы хеширования HMAC. Новый ультра маломощный микроконтроллер не только функционально дополняет уже выпускаемую Analog Devices лучшую в своем классе серию микросхем ADuCM302x, но и полностью совместим с ней по выводам.

Микроконтроллер ADuCM4050 предназначен для приложений, где наряду с большим сроком службы батарей требуются высокий уровень защищенности, целостность набора характеристик и способность к устранению

артефактов путем предварительной обработки и фильтрации данных датчиков. Основными областями применения микроконтроллера станут приборы клинического мониторинга основных показателей жизнедеятельности, управление интеллектуальными приборами учета и системы наблюдения за состоянием производственного оборудования.

Используя технологию SensorStrobe, ADuCM4050 поддерживает несколько цифровых и аналоговых входов датчиков, которые можно комбинировать для более углубленного и сложного анализа поступающих с них данных. Благодаря этому отпадает необходимость в частом пробуждении микроконтроллера для передачи простых или неполных данных, что в долгосрочной перспективе позволяет экономить большое количество энергии.

Исключительно низкая потребляемая мощность ADuCM4050 характеризуется током активного режима 40 мкА/МГц, который в режиме гибернации падает до 680 нА. Большой объем SRAM и флеш-памяти – 128 КБ и 512 КБ, соответственно, и способность сохранять почти все содержимое SRAM дают микросхеме возможность быстрее получать готовые данные после выхода из режима гибернации (сна), что является еще одной важной энергосберегающей особенностью устройства.



Оценочная система ADuCM4050LF EZ-KIT для процессора ADuCM4050.

ADuCM4050 органично сочетается с лучшими в отрасли сверхэкономичными акселерометрами малых ускорений ADXL362 и с недавно анонсированными микромощными акселерометрами больших ускорений ADXL372, входящими в семейство ультра малопотребляющих приборов Analog Devices. Хорошо совместимая с этими датчиками тех-

нология SensorStrobe позволяет включить дополнительные ресурсы энергосбережения на системном уровне.

Цена и доступность

Микросхемы ADuCM4050 выпускаются в 64-контактных корпусах LFCSP и 72-

контактных корпусах WLCSP. В настоящее время доступны единичные образцы приборов, а начало массового производства запланировано на декабрь 2017 года. Цена одного микроконтроллера, приобретаемого в партии из 1000 приборов, установлена на уровне \$4.29.

Analog Devices анонсировала МЭМС акселерометры для контроля состояния с непревзойденными шумовыми характеристиками

Analog Devices (ADI) анонсировала два новых высокочастотных малошумящих МЭМС акселерометра, разработанных специально для контроля состояния промышленного оборудования. МЭМС акселерометры ADXL1001 и ADXL1002 обеспечивают высокоточные измерения уровней, вибрации, необходимые для раннего обнаружения дефектов подшипников и других распространенных причин отказа оборудования. Исторически сложилось, что плохие по сравнению с традиционными технологиями шумовые характеристики существовавших до сих пор высокочастотных МЭМС акселерометров сдерживали их внедрение, не позволяя воспользоваться преимуществами надежности, качества и воспроизводимости приборов на основе МЭМС. Теперь же шумовые параметры ADXL1001 и ADXL1002 на высоких частотах делают МЭМС акселерометры ADI привлекательной альтернативой традиционным пьезоэлектрическим преобразователям для использования в новых устройствах контроля состояния. ADXL1001 и ADXL1002 являются

новейшими образцами высокоэффективных прецизионных датчиков Analog Devices, способными обеспечить высокое качество и точность измерений для приложений интеллектуального съема данных в пограничных сегментах промышленного Интернета вещей.

Дополнительные сведения об ADXL1001 и ADXL1002



Оценочная плата EVAL-ADXL100X для акселерометров ADXL1001/ADXL1002.



МЭМС акселерометры ADXL1001/ADXL1002 отличаются ультранизкой плотностью шумов в широком диапазоне ускорений. Акселерометры производятся в двух модификациях: с диапазонами полной шкалы $\pm 100g$ (ADXL1001) и $\pm 50g$ (ADXL1002). Типовая плотность шумов ADXL1002 равна 25 мкг/Гц при чувствительности 40 мВ/г, в то время как для ADXL1001 это значение составляет 30 мкг/Гц при чувствительности 20 мВ/г. Оба акселерометра питаются от еди-

нственного источника с напряжением от 3.0 В до 5.25 В. Весьма полезными будут такие функции, как полное электромеханическое самотестирование и индикация выхода за пределы диапазона измерений. ADXL1001/ADXL1002, рассчитанные на работу в диапазоне температур от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$, постав-

ляются в 32-контактных корпусах LFCSP с размерами 5 мм × 5 мм × 1.85 мм.

Цены и доступность

Микросхемы ADXL1001 и ADXL1002 выпускаются серийно и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$29.61 за штуку.

Новые радиочастотные ЦАП расширяют горизонты программно-определяемых радиосистем

Daniel E. Fague, Analog Devices

Analog Dialogue

Высокоскоростные преобразователи данных, используемые в коммуникационных приложениях на протяжении многих лет, можно найти в большей части оборудования, которое составляет основу нашего коммуникационного мира – от базовых станций сотовой телефонной связи до окончного кабельного оборудования радаров и специализированных систем связи. Благодаря последним технологическим достижениям тактовая частота таких преобразователей данных постоянно смещалась в область все более высоких частот. В сочетании с высокоскоростным последовательным интерфейсом JESD204B, обеспечивающим возможность практического управления и передачи выходных данных, эти преобразователи с увеличенной тактовой частотой образуют новый класс приборов, называемых РЧ (радиочастотными) преобразователями данных. Они способны непосредственно синтезировать или обрабатывать РЧ сигналы без обычных повышающих или понижающих преобразователей в цепи прохождения аналогового радиосигнала.

В этой статье основное внимание будет уделено новому семейству РЧ цифро-аналоговых преобразователей (РЧ ЦАП) AD9162 и AD9164 и их возможности расширить круг устройств, попадающих под определение программно-определяемых радиосистем. AD9164 поднимает на новый уровень функциональность РЧ ЦАП и позволяет делать традиционные радиосистемы более эффективными, чем с ЦАП РЧ класса или ПЧ

класса предыдущих поколений. Сочетание лучших в мире характеристик и богатого набора функций делает AD9164 естественным выбором для переключения контекста с одной системы радиосвязи на другую и на шаг приближает нас к миру настоящего программно-определяемого радио.

Введение

В качестве одних из основных строительных блоков проводных или беспроводных каналов связи в стандартном радиооборудовании использовались высокоскоростные преобразователи данных в сочетании с квадратурными модуляторами. На пути от цифровой обработки до аналоговых сигналов реального мира и обратно в радиосистемах классической архитектуры – гетеродинных, супергетеродинных и прямого преобразования – и передатчику, и приемнику необходимы преобразователи данных. Усовершенствования в области преобразования данных, наряду с технологиями фильтрации и усиления мощности, задают темпы развития в сфере проектирования радиосистем.

Классический передатчик содержит набор показанных на Рисунке 1 высокоскоростных ЦАП, обрабатывающих сигналы основной полосы частот. Цифровые данные основной полосы передаются через два синхронизированных высокоскоростных преобразователя данных, при этом синфазная составляющая сигнала проходит через I ЦАП, а квадратурная – через Q ЦАП. Выходные сигналы этих

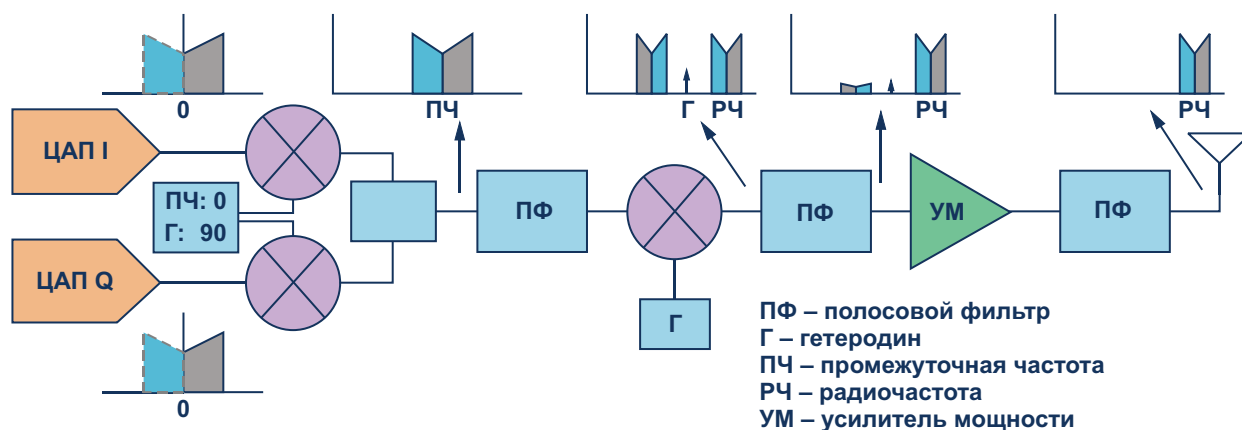


Рисунок 1. Иллюстрация классического супергетеродинного передатчика, основанного на высокоскоростных преобразователях данных.

ЦАП направляются в квадратурный модулятор. В зависимости от типа модулятора, его выходным сигналом могут быть колебания на низкой промежуточной частоте, например, от 200 МГц до 400 МГц, на высокой промежуточной частоте, скажем, от 500 МГц до 1 ГГц, или даже на радиочастоте в диапазоне от 1 ГГц до 5 ГГц. На Рисунке 1 показана последовательность этапов преобразования с повышением до окончательной частоты. Полученный сигнал фильтруют с помощью полосового фильтра, а затем пропускают через усилитель мощности и другой полосовой фильтр, который может быть, например, частью антенного переключателя.

Мгновенная ширина полосы частот сигналов, обрабатываемых радиоустройствами такой архитектуры, составляет от десятков до нескольких сотен МГц, и ограничивается в основном полосами пропускания преобразователя, усилителя мощности и фильтров. Этого недостаточно для некоторых систем, таких, например, как новые СВЧ ретрансляторы E-диапазона, которым требуются каналы шириной 500 МГц, 1 ГГц, или даже 2 ГГц. В случае многодиапазонного радио, подобного тому, которое часто используется в беспроводной инфраструктуре базовых станций, для поддержки некоторых комбинаций каналов могут потребоваться полосы одинаковой ширины 500 МГц или 700 МГц, а иногда и 1 ГГц. В обычных радиосистемах эта проблема решается объединением двух радиостанций, по одной для каждой полосы. Возможно, с точки зрения стоимости, размеров или каких-либо других критериев, более целесообразным решением было бы объединение

радиостанций в одну радиочастотную цепь. В этом случае необходим новый подход.

Новейшие технологии

На протяжении долгого времени основное внимание в развитии технологии высокоскоростных преобразователей уделялось повышению скорости преобразования данных при сохранении неизменного уровня комплексного показателя качества. Комплексный показатель качества включает в себя такие элементы, как спектральная плотность шума и динамический диапазон без паразитных составляющих. Столь же важны и интермодуляционные искажения, как однотональных, так и модулированных сигналов, используемых, например, в распространенных системах беспроводной связи GSM, 3G (WCDMA) и 4G (OFDM), а также в кабельных приложениях, где применяется квадратурная модуляция 256 QAM.

Более высокая скорость преобразования данных дает разработчику радиосистем целый ряд преимуществ. Во-первых, образ сигнала смещается выше по частоте, что упрощает реализацию аналогового восстанавливающего фильтра. Кроме того, более высокие частоты обновления расширяют первые зоны Найквиста, что, в свою очередь, позволяет преобразователю непосредственно синтезировать более высокие выходные частоты. При достаточно большой частоте сигнала весь аналоговый каскад повышающего преобразователя частоты может быть исключен из радиосистемы, что упрощает частотное планирование, а также снижает энергопотребление и размеры устройства.

Помимо этого, более высокие частоты обновления, расширяя, полосу пропускания, предоставляют больше возможностей для разнесения шума квантования преобразователя данных, давая при обработке выигрыш в спектральной плотности шума передатчика.

С развитием КМОП-технологии добавление возможностей обработки сигналов в преобразователи данных стало обычным делом. Реализация с помощью ЦАП генераторов с цифровым управлением (ГЦУ) и интерполяторов освободила ПЛИС или специализированные микросхемы от бремени решения этих энергозатратных функций, позволив ЦАП работать с меньшей частотой выдачи данных. Более низкие скорости обмена сокращают общее энергопотребление системы, а в некоторых случаях делают это возможным и для цифровых микросхем, заданная производителем скорость которых может находиться в диапазоне от 300 МГц до 400 МГц, что позволяет им работать синхронно с преобразователем. Наличие в микросхеме ГЦУ позволяет выполнять первое преобразование частоты в цифровой области, и поэтому в современных радиоустройствах нередко можно найти промежуточные частоты в сотни МГц, поддержка которых стала возможной благодаря ГЦУ и интерполяторам на преобразователях данных.

Обработка сигналов в РЧ ЦАП

Главное, что изменилось с появлением РЧ преобразователей данных – это частота обновления, с которой способен работать

преобразователь, а также добавление функций обработки сигналов, способных выполняться на таких скоростях. Такое мощное сочетание функций и скорости может существенно изменить подход к проектированию архитектуры радиосистем и открыть новые возможности реконфигурируемого и программно-определяемого радио.

Хорошим примером могут служить РЧ ЦАП серий AD9162 и AD9164. Блок-схема AD9162 и AD9164 показана на Рисунке 2. 16-разрядный РЧ ЦАП AD9162 преобразует входной код со скоростью 6 Гвыб/с с несколькими вариантами интерполяции – от однократного транзитного режима до 24-кратной интерполяции. Для расширения мгновенной полосы пропускания ценой незначительного повышения мощности интерполяторы работают в традиционной полосе 80% или более широкой полосе 90%. Информационный тракт содержит также конечный полуполосный интерполирующий фильтр с цифровым ослаблением 85 дБ (FIR85), представленный на Рисунке 2 блоком, предшествующим ГЦУ и обозначенным «HB 2x». Этот фильтр эффективно удваивает частоту обновления ЦАП до 12 Гвыб/с, сдвигая положение зеркального канала и упрощая требования к фильтрации. За отключаемым FIR85 следует 48-битный ГЦУ, работающий на скорости либо 6 Гвыб/с, либо 12 Гвыб/с при включенном FIR85. Далее на диаграмме располагается обозначенный как «INV SINC» обратный фильтр, корректирующий спад выходной частотной характеристики ЦАП путем предискажений сигнала на входе его ядра.

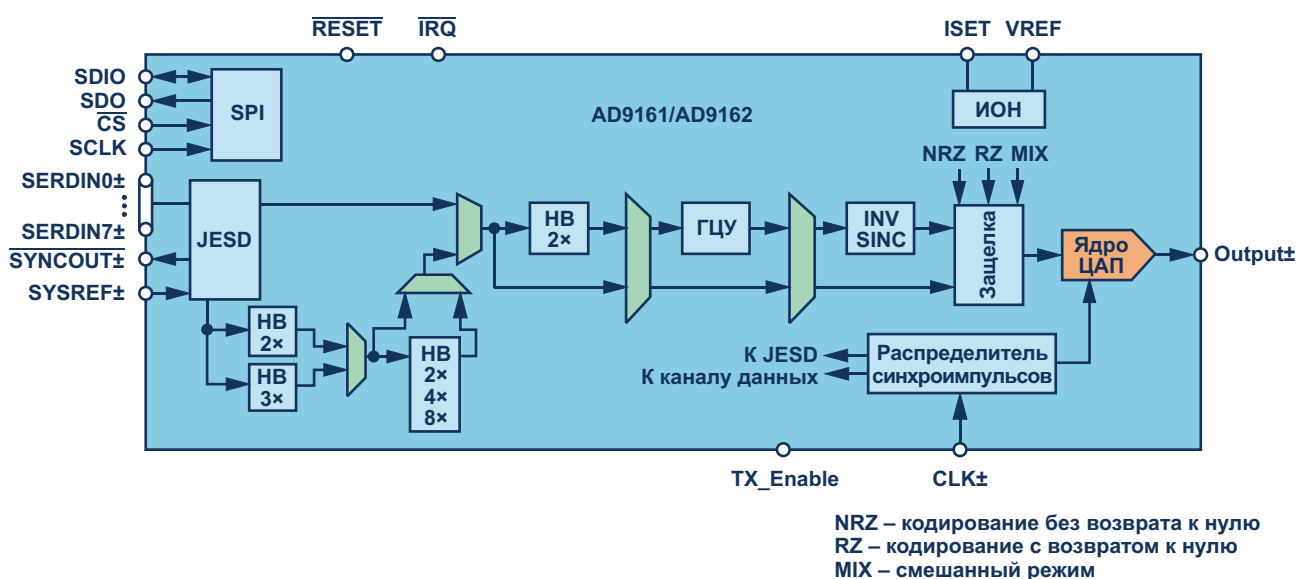


Рисунок 2. Блок-схема микросхем РЧ ЦАП семейства AD9162 и AD9164.

Таблица 1. Характеристики семейства РЧ ЦАП AD9162 и AD9164 и их целевые рынки

Компонент	Разрядность	Минимальный коэффициент интерполяции	БСПЧ	Целевой рынок	Примечания
AD9161	11	2×	Нет	Кабельное оборудование	1-битная версия для потребителей услуг кабельной передачи данных
AD9162	16	1×	Нет	Кабельное оборудование, WIFR, измерительные приборы	Полнофункциональный ЦАП для глобальных кабельных средств передачи данных, WIFR, измерительных приборов
AD9163	16	6×	Нет	WIFR	Версия с полосой пропускания 1 ГГц для клиентов WIFR или потребителей услуг кабельных данных, передаваемых в неполном диапазоне
AD9164	16	1×	Есть	Измерительное, военное и кабельное оборудование, WIFR	Полнофункциональный ЦАП с прямым цифровым синтезом для измерительного, военного и кабельного оборудования, а также WIFR; имеет функцию быстрой фазово-когерентной скачкообразной перестройки частоты

Ядро ЦАП основано на запатентованной Analog Devices архитектуре Quad Switch, обеспечивающей превосходный динамический диапазон без паразитных составляющих и отличную спектральную плотность шума, что дает лучший в отрасли динамический диапазон, предоставляя также привычные возможности декодера: режим кодирования без возврата к нулю, с возвратом к нулю и смешанный режим. FIR85 добавляет декодеру ЦАП новую функцию, называемую режимом 2×NRZ, которая ниже будет описана более подробно.

По набору базовых возможностей AD9164 не отличается от AD9162, но в него добавлена функция прямого цифрового синтеза в виде механизма быстрой скачкообразной перестройки частоты (БСПЧ) ГЦУ. БСПЧ ГЦУ имеет несколько уникальных особенностей, которые делают его весьма привлекательным для рынков высокоскоростной испытательной аппаратуры, замены гетеродинов, защищенной радиосвязи и возбuditелей радаров. Механизм БСПЧ ГЦУ состоит из тридцати двух 32-битных ГЦУ, каждый из которых имеет собственный аккумулятор фазы, а также из блока выбора, обеспечивающего быстрый скачок частоты.

Для специализированных рынков на основе AD9162 созданы два производных продукта. 11-битный РЧ ЦАП AD9161 работает на скорости 6 Гвыб/с с не менее чем двукратной интерполяцией. Динамический диапазон без паразитных составляющих и спектральная

плотность шума AD9161 удовлетворяют спецификациям стандарта DOCSIS 3.0 и подходят для оконечного оборудования кабельных сетей и приложений Remote PHY. Сокращенная ширина спектра сигнала и динамический диапазон снимают ограничения на получение экспортной лицензии для AD9161. 16-битный РЧ ЦАП AD9163 с быстродействием 6 Гвыб/с и не менее чем шестикратной интерполяцией сохранил полный динамический диапазон основного продукта AD9162. Полный динамический диапазон устройства и мгновенная ширина полосы пропускания 1 ГГц, а также широкодиапазонный ГЦУ хорошо подходят для использования этой микросхемы в одно- или двухдиапазонных базовых станциях инфраструктуры беспроводной связи, а также в работающих в традиционных диапазонах СВЧ системах точка-точка, опять же, при отсутствии необходимости получения экспортной лицензии. Продукты этого семейства и их основные характеристики приведены в Таблице 1.

Основные характеристики цифрового канала данных

Данные в AD9162 и AD9164 поступают по 8-канальному интерфейсу JESD204B со скоростью 12.5 Гвыб/с. Сокращая количество проводников, необходимых для подключения к ЦАП цифрового модулятора, этот высокоскоростной последовательный интерфейс упрощает разводку печатной платы. Подробное руководство по работе с интерфейсом

приведено в документации на микросхемы, а полное описание интерфейса JESD204B есть на сайте Analog Devices.

Первый интерполятор в тракте прохождения данных AD9162 и AD9164 может представлять собой либо полу-, либо третьеполосный фильтр с коэффициентом интерполяции $2\times$ или $3\times$, соответственно. Рабочую полосу каждого из этих фильтров можно выбрать равной 80% или 90% полосы пропускания сигнала. Оба фильтра имеют подавление в полосе заграждения не менее 85 дБ. Фильтры 90% работают на большей мощности из-за более резкого среза их характеристики и, следовательно, большего количества отводов. Оставшиеся полуполосные фильтры для согласования с любым из первых интерполяторов работают в полосе 90%. FIR85 также работает в полосе 90%. Поскольку все последующие фильтры еще больше снижают уровень интерполяции, они могут работать в полосе 90% с почти незаметным увеличением мощности.

FIR85, во включенном состоянии поддерживающий режим $2\times\text{NRZ}$, в отличие от других интерполяционных фильтров реализуется иначе. Основанный на архитектуре Quad Switch, для выборки данных он использует фронты и спады импульсов синхронизации ЦАП. При таком методе выборка новых данных производится по каждому фронту тактирующего импульса, поэтому частота выборки ЦАП удваивается и может достигать 12 Гвыб/с. Благодаря этому сигнал зеркального канала с частоты $2\times f_{\text{DAC}} - f_{\text{OUT}}$ смещается до $f_{\text{DAC}} - f_{\text{OUT}}$, что облегчает его фильтрацию с помощью более простых в реализации аналоговых фильтров. Такой метод выборки и интерполяции делает выходной сигнал ЦАП более чувствительным к согласованию тактового входа, однако в схеме предусмотрены средства подстройки тактового входа ЦАП, которые можно использовать для улучшения характеристик. Эти подстройки произ-

водятся путем программирования регистров через последовательный периферийный интерфейс (SPI). Подробности приведены в документации.

48-разрядный квадратурный ГЦУ реализует свободное от зеркальных составляющих смещение частоты сигнала входных данных или прямой цифровой синтез одного тона. ГЦУ может работать в двух режимах переключения частот: с сохранением непрерывной фазы или с разрывом фазы. При синфазном непрерывном переключении слово настройки частоты (СНЧ) обновляется, но аккумулятор фазы не сбрасывается, в результате чего с изменением частоты фаза изменяется непрерывно. В дискретном режиме при обновлении СНЧ фазовый аккумулятор сбрасывается. Последовательный периферийный интерфейс (SPI) гарантирует скорость обмена до 100 МГц, что позволяет быстро обновлять СНЧ.

В AD9164 к ГЦУ добавлена важная особенность – режим быстрой скачкообразной перестройки частоты (БСПЧ ГЦУ). БСПЧ ГЦУ реализован на основе тридцати одного дополнительного 32-разрядного ГЦУ, каждый из которых имеет собственный аккумулятор фазы. Каждому ГЦУ выделено свое СНЧ, так что в общей сложности в устройстве могут быть запрограммированы 32 СНЧ. Регистр выбора СНЧ работает таким образом, что записью в него одного байта через SPI перестройку на новую частоту можно произвести с точностью до 32 бит. При работе SPI на скорости 100 МГц новое СНЧ может быть выбрано за 240 нс записью одного байта.

БСПЧ ГЦУ имеет дополнительный режим быстрой фазово-когерентной скачкообразной перестройки частоты, что делает его привлекательным для измерительных и военных приложений. Фазово-когерентная скачкообразная перестройка частоты важна как для испытательных приборов, так и для радиоло-

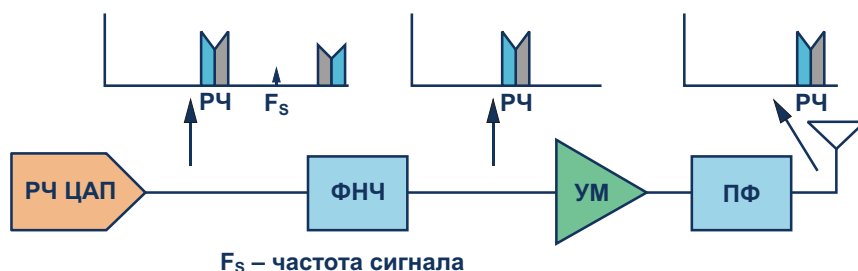


Рисунок 3. Архитектура радиопередатчика с радиочастотным преобразователем данных.

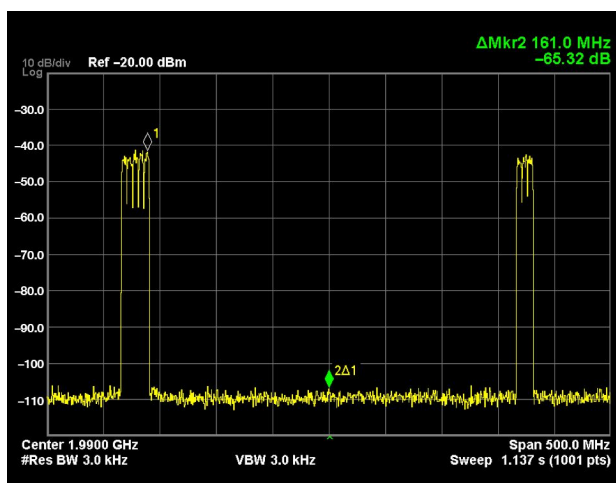


Рисунок 4. Двухдиапазонный сигнал WCDMA в полосах частот 1.8 ГГц и 2.1 ГГц.

кационных систем, в которых необходимо отслеживать фазу сигнала возбуждения для последующего использования. Такая перестройка позволяет переходить с одной частоты на другую и обратно, не теряя накопленной фазы исходной частоты. Иначе говоря, она позволяет менять одну частоту на другую, а потом восстанавливать исходную так, как будто эта частота никогда не менялась.

Области применения и измеренные характеристики

Функции обработки сигналов и высокая частота дискретизации AD9162 и AD9164 позволяют упростить архитектуру радиоустройства, показанную на Рисунке 1. Измененная структура показана на Рисунке 3. Пос-

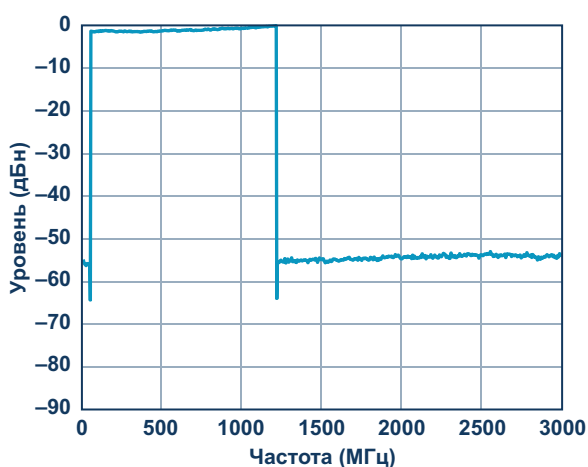


Рисунок 5. 194 6-мегагерцовых сигнала с многопозиционной амплитудной модуляцией 256 QAM в полосе частот DOCSIS 3.1 (от 50 МГц до 1.2 ГГц).

кольку радиочастотный преобразователь данных может непосредственно синтезировать сигналы на требуемой выходной частоте, необходимости в квадратурном модуляторе или повышающем преобразователе частоты больше нет. Сигнал формируется в цифровом процессоре и просто выходит из РЧ преобразователя. В результате объем аппаратных средств, необходимых для создания передатчика, значительно уменьшается. Кроме того, такое радиоустройство проще в реализации и не требует настройки входов гетеродина и ЦАП на квадратурный модулятор для подавления утечки гетеродина и нежелательных зеркальных составляющих сигнала, поскольку модулятор реализуется в цифровом виде внутри РЧ преобразователя.



Рисунок 6. Быстрая скачкообразная перестройка частоты AD9164. Время переключения – 260 нс.

Архитектура такого вида, где единственным аналоговым элементом является ФНЧ для фильтрации зеркальных составляющих, открывает возможности создания реконфигурируемых или программно-определяемых радиосистем. Одна и та же цифровая часть, РЧ преобразователь данных и восстанавливающий фильтр нижних частот, лишь с заменой усилителя мощности и полосового фильтра, могут быть использованы для создания множества различных радиосистем. На Рисунке 4 изображен вид выходного сигнала двухдиапазонного передатчика беспроводной базовой станции с пятью 5-мегагерцовыми несущими WCDMA на частоте 1800 МГц и тремя 5-мегагерцовыми несущими WCDMA на частоте 2100 МГц. На Рисунке 5 показан пример выходного сигнала кабельного передатчика со 194 несущими

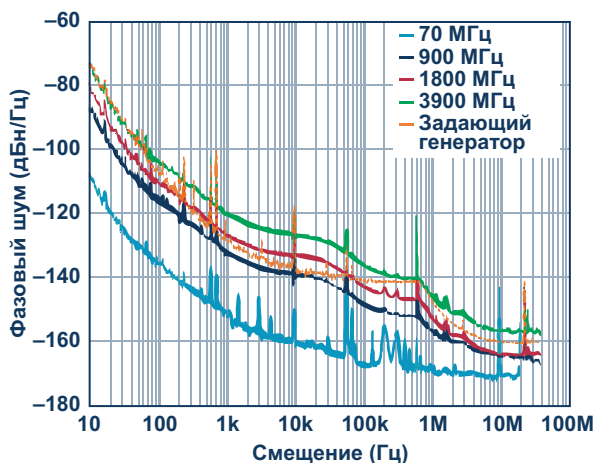


Рисунок 7. Суммарный фазовый шум AD9164. Источник тактового сигнала ЦАП: термостатированный кварцевый генератор 4 ГГц со смещением до 600 кГц, затем генератор сигнала со смещением более 600 кГц.

256 QAM шириной 6 МГц в полосе 50 МГц ... 1.2 ГГц стандарта DOCSIS 3.0. На Рисунке 6 представлен пример быстрого скачка частоты с временем перестройки 260 нс, которое включает в себя 240 нс на программирование регистра (запись одного байта) и 20 нс собственно на смену частоты. Рисунок 7 подтверждает отличные характеристики фазово-

го шума AD9164 со значением лучше -125 дБн/Гц при смещении 10 кГц, когда устройство, синхронизируемое термостатированным кварцевым генератором 4 ГГц, синтезирует синусоиду 3.9 ГГц.

Заключение

Радиочастотные преобразователи данных могут упростить проектирование архитектуры радиосистем и уменьшить их размеры за счет исключения множества компонентов из сигнальной цепи. В РЧ преобразователях AD9162 и AD9164 уникальный набор функций сочетается с великолепными радиочастотными характеристиками, которые могут найти применение в самых различных радиопередающих приложениях, доказывая, тем самым, что полностью программно-определяемые радиосистемы стали реальнее, чем когда-либо. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD9161](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD9162](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD9163](#)
4. [Datasheet Analog Devices AD9164](#)

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование



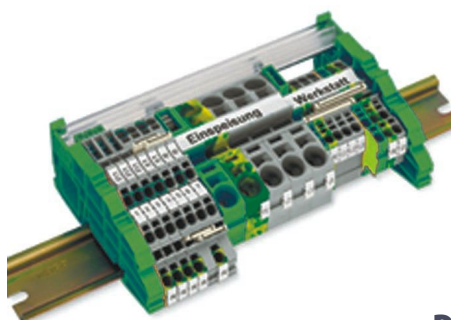
»»JOKARI®
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



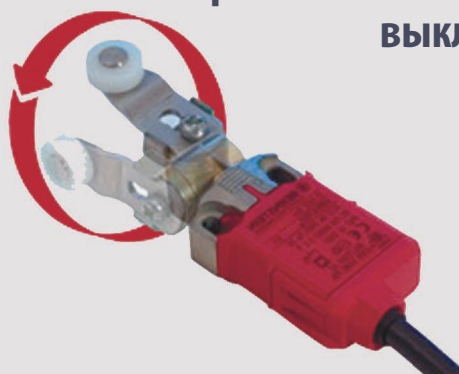
WAGO®
INNOVATIVE CONNECTIONS

клеммы
на DIN рейку
и для печатных плат



BERNSTEIN
safe solutions

промышленные корпуса
выключатели
датчики



ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ

WWW.DECIMA.RU

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

Электронные ограничители тока с корректируемой выходной характеристикой



В. И. Иволгин, г. Тамбов

В [1] предлагается простая конструкция ограничителя тока, которая обладает вполне приемлемым значением падения напряжения на транзисторе, составляющим всего десятые доли вольта. Но его основной параметр – величина тока ограничения I_M , – к сожалению, зависит от входного напряжения $V_{ВХ}$. Вследствие этого в случае, если оно превысит номинальное напряжение на несколько вольт, может произойти снижение тока I_M до нуля, а если опустится ниже номинального напряжения – наоборот, произойдет его увеличение. И если в первом случае характер проблемы больше соответствует приятному бонусу (защита от перенапряжения), то вторая, при определенных обстоятельствах, может привести к неприятным последствиям. Это связано с тем, что при включении источника ограничитель неизбежно проходит через состояние с пониженным напряжением на его входе, и, вследствие этого, с увеличенным I_M . При этом, если в момент включения источника нагрузка находится в состоянии короткого замыкания, то кратковременной перегрузки источника не избежать. Тем не менее, когда короткое замыкание возникнет уже при включенном ограничителе, в связи с восстановившимся должным значением I_M эта ситуация будет купирована штатным образом.

По этим причинам на входе ограничителя такого типа необходимо поддерживать фиксированное напряжение, а для обеспечения 100% надежности нагрузку лучше подклю-

чать уже после его включения. Подобные ограничения не являются обременительными, но все же целесообразно принять меры по их устранению.

Как уже отмечалось, их причиной является нестабильность параметров ограничителя при изменении входного напряжения, а конкретнее – зависимость от этого изменения напряжения смещения базы VT2 [1]. И поскольку этот транзистор является средством отслеживания уровня напряжения на датчике тока R_S , это и является непосредственной причиной подобного поведения ограничителя.

Для поиска приемлемого варианта устранения этой проблемы была исследована зависимость тока I_M от напряжения $V_{ВХ}$ для ограничителя с короткозамкнутым выходом при одновременном блокировании транзистора VT2 временным соединением его базы с эмиттером. Как выяснилось, при низких напряжениях на его входе – от 0 и примерно до 3.5 В, ток на его выходе практически отсутствует. При дальнейшем повышении напряжения в пределах 1...2 В ток довольно быстро увеличивается, достигая величин порядка единиц ампер. В реальном ограничителе подобное явление проявляется в гораздо меньшей степени, но в этих же пределах изменения входного напряжения. Из полученного результата следует, что для бесперебойной работы ограничителя в момент включения источника необходимо, чтобы к моменту достижения на его входе 3.5 В смещение на транзисторе уже

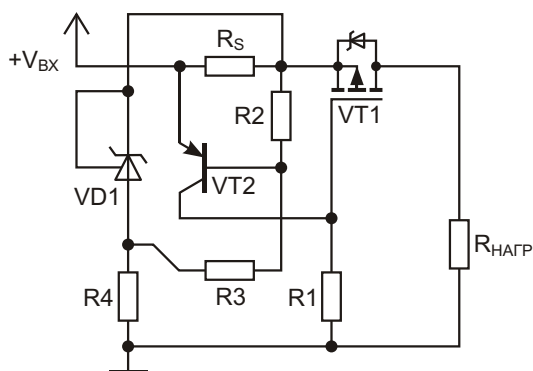


Рисунок 1. Принципиальная схема ограничителя с расширенным диапазоном входного напряжения.

было сформировано полностью. И поскольку здесь речь идет о стабилизации напряжения на уровне 0...0.6 В при исходных 3.5 В, то в подобных условиях техническая реализация подходящего решения не представляет особых сложностей. В предложенном варианте для решения этой задачи использован источник опорного напряжения типа TL431 на 2.5 В (Рисунок 1), который обеспечивает стабилизацию напряжения на делителе R2-R3, создающем необходимое смещение на базе транзистора VT2.

В исследуемом ограничителе в качестве VT1 использовался транзистор IRF9540, установленный на радиаторе, в качестве VT2 – транзистор SS8550, VD1 – ИОН TL431, а также резисторы R_S, R1, R3, R4 с сопротивлениями, соответственно, 0.2 Ом, 4.2 кОм, 4.7 кОм, 1 кОм. Расчет R2 для обеспечения тока ограничения I_М, равного 1 А, производился, как и ранее, по формуле (2) из [1], но с заменой V_{ВХ} на напряжение стабилизации, равное 2.5 В. Кроме того, при заданном токе ограничения I_М и R_S = 0.2 Ом определена величина V_{SM} = 0.2 В. Из проведенных вычисле-

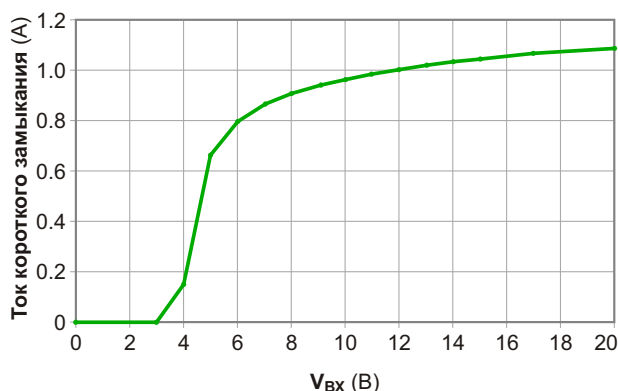


Рисунок 2. Зависимость тока ограничения I_М от уровня входного напряжения V_{ВХ}.

ний следует, что ближайшее значение сопротивления, соответствующее расчету, будет равно 910 Ом. И, как следует из предыдущих рассуждений, можно было бы ожидать, что с момента стабилизации напряжения на делителе R2-R3, то есть, начиная с входного напряжения 4 В и выше, величина ограничения тока должна быть постоянной. Но это предположение выполняется лишь весьма приблизительно, о чем свидетельствуют результаты измерения зависимости тока ограничения от V_{ВХ} (Рисунок 2). Здесь величина R2 для точного соответствия тока ограничения I_М = 1 А при входном напряжении V_{ВХ} = 12 В была экспериментально уточнена и составила 930 Ом.

На основе полученных результатов можно сделать вывод о весьма сильной зависимости тока ограничения от входного напряжения в интервале от 3 до 6 вольт, которая сопровождается значительным отклонением этой величины от расчетного значения I_М. Тем не менее, в этом интервале превышения тока ограничения относительно его расчетного значения, что было проблемой ранее, не происходит. В интервале от 8 до 20 В, который можно считать рабочим диапазоном ограничителя, изменение тока ограничения относительно его значения при 12 В не выходит за пределы ±10%.

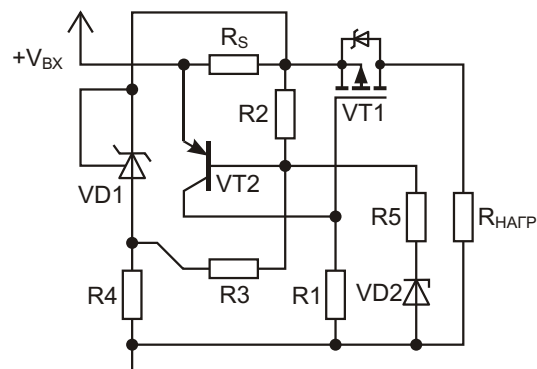


Рисунок 3. Ограничитель тока с защитой от перенапряжения.

В тех случаях, когда требуется защитить нагрузку не только от превышения потребляемого тока, но и от превышения напряжения, ограничитель можно дополнить цепочкой, состоящей из стабилитрона VD2 и резистора R5, как это показано на Рисунке 3. При таком включении по достижении V_{ВХ} напряжения стабилизации VD2 дополнительный ток в цепи базы VT2 через R5 производит закры-

тие VT1 и отключение нагрузки от источника тока. При использовании в качестве VD2 стабилитрона BZX55C13 и $R5 = 1 \text{ кОм}$ отключение нагрузки происходит при превышении напряжения относительно напряжения стабилизации стабилитрона на интервале в 0.15 В. Более плавное ограничение напряжения можно получить за счет увеличения значения R5.

Ограничители рассматриваемого типа в рабочем режиме обладают достаточно малыми потерями. Но в подобных устройствах все становится гораздо сложнее при токовых перегрузках, когда ограничитель переходит в защитный режим при снижении сопротивления нагрузки ниже нормы. Эта проблема наиболее ярко проявляется при коротком замыкании на его выходе, когда при токе, равном току ограничения, на проходном транзисторе выделяется значительное количество тепла. В этих условиях для его защиты от перегрева требуется соответствующий радиатор.

Такой вариант защиты обычно считается неэффективным и используется редко. Чаще всего после превышения предельного уровня тока ограничения, вызванного снижением сопротивления нагрузки ниже критического значения, производится либо переход к снижению выходного напряжения с синхронным снижением тока, либо осуществляется отключение нагрузки. В принципе, конструктивно это разные типы ограничителей. Но упомянутую выше конструкцию легко запрограммировать для работы в любом из названных режимов с помощью дополнительного резистора обратной связи R5 (Рисунок 4).

Исследование выходных характеристик предлагаемой версии ограничителя (Рисунок 4) проводилось на том же макете (Рису-

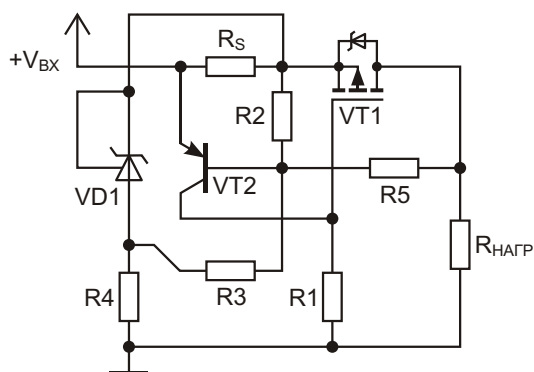


Рисунок 4. Принципиальная схема ограничителя тока с коррекцией выходной характеристики.

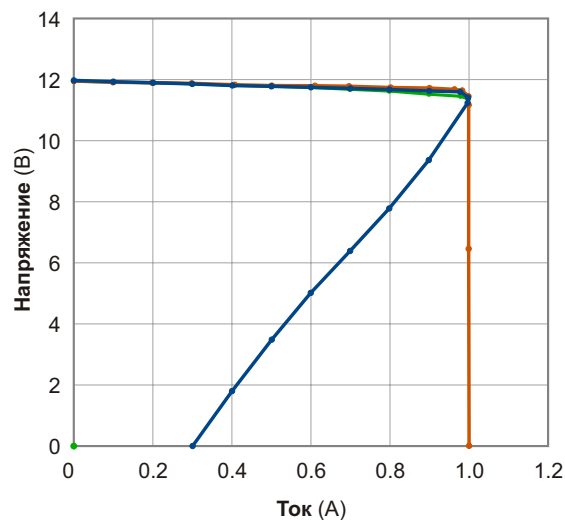


Рисунок 5. Выходные характеристики ограничителя при различных значениях сопротивления резистора обратной связи:

Режим 1, $R5 =$ (отсутствует), красный

Режим 2, $R5 = 68 \text{ кОм}$, синий

Режим 3, $R5 = 43 \text{ кОм}$, зеленый.

нок 1) при входном напряжении 12 В. Вначале снималась выходная характеристика без резистора R5, обозначенная линией красного цвета, затем — с включением R5 с сопротивлением 68 кОм и 39 кОм. Последние графики окрашены, соответственно, в синий и зеленый цвета (Рисунок 5).

Как следует из этих данных, начальные отрезки рабочего режима каждого из графиков, на которых падение выходного напряжения невелико и линейно нарастает, практически совпадают. Но после достижения тока ограничения I_M и перехода ограничителей в режим защиты характер зависимости тока от выходного напряжения резко меняется. Для Режим 1 эта взаимосвязь заключается в стабилизации тока на его выходе при любом значении выходного напряжения, в Режиме 2 формируется так называемая падающая токовая характеристика, когда при снижении выходного напряжения так же снижается и ток, в Режиме 3 при достижении предельного тока I_M происходит отключение нагрузки с соответствующим результатом равенства на ней нулю напряжения и тока.

Каждая из этих выходных характеристик формируется изменением токового режима проходного транзистора и соответствующего выделения на нем тепла. Для обеспечения надежности ограничителя проходной транзистор необходимо установить на радиаторе, способном защитить его от перегрева. В

связи с этим обстоятельством важно выяснить, при каких условиях в каждом из режимов будет генерироваться максимальная мощность потерь P_M .

Предварительно условимся в дальнейшем:

- режимы защиты называть по нумерации их характеристик, приведенной на Рисунке 5;
- потери на датчике тока R_S вследствие их относительной малости и для упрощения расчетных соотношений приниматься во внимание не будут;
- в качестве меры потерь на ограничителе будет использоваться мощность P , выделяющаяся на проходном транзисторе ограничителя при фиксированных напряжении и токе.

При анализе энергетических потерь P в рассматриваемых режимах защиты следует отметить, что их наибольшее значение соответствует защитному Режиму 1. Как нетрудно показать, в этом случае величина P может быть вычислена по следующему приближенному выражению:

$$P = (V_{BX} - I_M R) I_M, \quad (1)$$

где

V_{BX} – входное напряжение ограничителя,

I_M – величина тока ограничения,

R – сопротивление нагрузки, а область его изменения $0 \leq R \leq V_{BX}/I_M$.

При коротком замыкании, т. е. при $R = 0$, в соответствии с этим соотношением мощность потерь P достигает своего максимального значения P_M и будет равна:

$$P_M = V_{BX} I_M. \quad (2)$$

Таким образом, для обеспечения надежности этого режима защиты в целом достаточно, чтобы проходной транзистор был снабжен радиатором, способным предотвратить его перегрев при коротком замыкании, поскольку во всех других ситуациях тепловой режим транзистора будет менее напряженным. Ток в нагрузке в защитном режиме всегда остается равным I_M .

Главным достоинством защитного Режим 2 является возможность изменения зависимости между выходным напряжением и током ограничения таким образом, чтобы

при снижении сопротивления нагрузки синхронно снижался и выходной ток. Выполнение этого условия достигается соответствующим выбором значения R_5 . Естественно, что при этом снижается и ток короткого замыкания I_O . Зависимость мощности потерь P от электрических параметров ограничителя также изменится, поскольку ток в режиме защиты здесь является переменной величиной. Ориентировочный расчет P в зависимости от тока I в нагрузке можно сделать с помощью выражения

$$P = \frac{V_{BX}}{I_M} I (I_M - I), \quad (3)$$

где текущее значение тока I в нагрузке изменяется в пределах $I_O \leq I \leq I_M$.

Характерной особенностью этого режима является то, что максимум мощности потерь P_M теперь приходится не на короткое замыкание, как в Режиме 1, а на момент, когда ток I в нагрузке будет равняться половине тока ограничения, при условии, что $I_O \leq I_M/2$, или при $I = I_O$, если $I_O > I_M/2$. Из (3) следует, что максимум потерь P_M теперь в основном будет зависеть от величины I_O . Наименьшее его значение будет соответствовать $I_O = 0$ и составит

$$P_M = 0.25 V_{BX} I_M, \quad (4)$$

а наибольшее – при $I_O = I_M/2$ будет равно

$$P_M = 0.5 V_{BX} I_M. \quad (5)$$

Из сопоставления результатов (2), (4) и (5), (5) можно сделать вывод о том, что максимально возможные потери P_M в Режиме 2 по сравнению с Режимом 1 будут меньше от 2 до 4 раз. Кроме того, важно, что в Режиме 2 можно изменением сопротивления резистора R_5 установить ток короткого замыкания гораздо меньше тока ограничения. Но этой возможностью не стоит злоупотреблять, поскольку в этом случае ограничитель может увеличивать время переходных процессов в нагрузке или даже, при некоторых ее параметрах, будет лишен возможности выхода на рабочий режим. В связи с этим рекомендуется устанавливать величину тока короткого замыкания I_O около трети тока ограничения I_M .

Из сравнения рассмотренных двух вариантов защиты следует, что их объединяет

необходимость применения радиаторов для защиты от перегрева проходного транзистора. Но Режим 2 является более гибким, за счет чего появляется возможность получить выигрыш в размерах используемых радиаторов не менее чем в два раза по сравнению с Режимом 1.

И, наконец, с точки зрения минимизации потерь, наиболее предпочтительным вариантом защиты является Режим 3, в котором при достижении предельного тока происходит полное отключение нагрузки от источника на неограниченное время.

Основные достоинства и недостатки названных режимов защиты ограничителя (Рисунки 4 и 5) уже ясны из приведенного обсуждения. И выбор какого-либо из них будет определяться, в первую очередь, типом нагрузки, параметрами источника питания, требованиями условий эксплуатации. В большинстве случаев предпочтение, по возможности, отдается защитному Режиму 3, во время действия которого в экстремальной ситуации производится полное отключение нагрузки, и тем самым блокируется развитие негативных последствий в системе источник-нагрузка. Но неприятной его особенностью является необходимость принудительного восстановления рабочего состояния ограничителя после снятия нагрузки. Для этого может потребоваться, например, его кратковременное отключение с последующим включением или выполнение каких-то других манипуляций. По этой причине его применение не всегда оказывается приемлемым, а если нагрузка включает в себя значительную емкостную составляющую, то и вовсе невозможным. В этом случае приходится пользоваться альтернативными вариантами, рассмотренными ранее. Но можно ли их использовать без радиаторов?

В подобных случаях, когда нагрузка содержит емкостную составляющую, ее включение сопровождается импульсом тока с амплитудой, значительно превышающей его номинальное значение. Тогда главная задача ограничителя – обеспечить условия перехода нагрузки в рабочий режим при токах, не превышающих ток ограничения I_M . На этом этапе, вследствие однократности и скоротечности такого процесса, количество тепла, выделяющееся на проходном транзисторе, обычно невелико. Но если оно все же будет

достигать опасных значений, то для его утилизации может быть использован аккумулятор тепла. Им может стать, например, алюминиевая пластина с необходимой теплоемкостью, находящаяся в тепловом контакте с транзистором и, как правило, имеющая небольшие размеры.

Следующей задачей ограничителя является защита системы источник-нагрузка от воздействия токовых перегрузок, вызванных нарушениями нормальной работы устройства и проявляющихся в течение длительного времени. Чаще всего подобные проблемы сопровождаются значительным возрастанием рассеиваемой мощности на проходном транзисторе. И поскольку в ограничителе радиатор заменен простейшим тепловым аккумулятором с малой способностью к рассеиванию тепла, температура транзистора может быстро достигать опасных значений. Для предотвращения его теплового пробоя в этом случае целесообразно использовать термистор, находящийся в тепловом контакте с проходным транзистором, который при нагреве до заданной допустимой температуры либо произведет отключение нагрузки, либо переведет ограничитель в режим малого тока. Реализовать подобный вариант (Рисунок 4) можно включением последовательно с $R_5 = 30 \text{ кОм}$ термистора NTC-FM-52 на 100 кОм , который при температуре 100°C снижает свое сопротивление до 6 кОм .

В такой версии ограничителя исходным режимом его работы являлся Режим защиты 2 с входным напряжением 12 В и током короткого замыкания около 0.9 А при токе ограничения $I_M = 1 \text{ А}$. На проходном транзисторе устанавливался только терморезистор с переходником и элементами крепления. Испытания проводились с нагрузкой, состоящей из электролитического конденсатора 10000 мкФ и активного резистора 14.1 Ом . Испытания показали, что при включении нагрузки ощутимого нагрева проходного транзистора не происходит. Естественно, что ток заряда конденсатора во время переходного периода не превышал тока ограничения. При подключении к нагрузке дополнительного резистора 6.8 Ом , вызывавшего перегрузку ограничителя, происходил резкий сброс выходного тока примерно до 0.3 А в связи с переходом ограничителя в режим защиты. После этого начинался

интенсивный разогрев транзистора с терморезистором, вследствие чего ток в нагрузке падал и в конечном итоге устанавливался на уровне примерно 70 мА. Температура транзистора при этом оставалась стабильной и поддерживалась на достаточно высоком уровне вплоть до снятия перегрузки. Температура в значительной степени зависит от величины R5, и при его уменьшении она также падает. При восстановлении сопротивления активной нагрузки до нормального значения ограничитель без задержки возвра-

щается в рабочий режим, что сопровождается постепенным охлаждением проходного транзистора до комнатной температуры. **РЛ**

Ссылки

1. «[Простые ограничители тока](#)». РадиоЛоцман, 2017, февраль, стр. 28.

Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon IRF9540N](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor SS8550](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL431](#)

Современные технологии и продукты холдинга GS Group



Часть 1

Юрий Петропавловский

После реорганизации, проведенной в 2013 году, корпорация General Satellite не только сменила название на GS Group, но и значительно расширила сферы деятельности.

Мультиотраслевой инвестиционно-промышленный холдинг GS Group в 2014 году приступил к реализации вещательных проектов в Индонезии и Мьянме. В феврале цифровое эфирное телевидение One TV было запущено в провинции Кандау – девятой по счету провинции Камбоджи, в которых заработал канал One TV. 17 марта 2014 г. Министерство связи Королевства Камбоджи выразило благодарность GS Group «за существенный вклад в развитие двусторонних отношений между Россией и Камбоджой».

В апреле 2016 года холдинг запустил вещание первого спутникового ТВ-оператора в Бангладеш – RealVU (более 100 каналов). GS Group выступил поставщиком и интегратором собственных программно-аппаратных решений современного цифрового телевидения. На территории страны с населением 168 млн. человек телезрителям RealVU доступны ТВ-приставки разработки GS и развернута дилерская сервисная сеть обслуживания клиентов.

Благодаря массовому производству спутниковых приставок бренд GS хорошо известен не только в России, но и за рубежом. По данным агентства Discovery Research Group к 2014 году Инвестиционно-промышленный

холдинг GS Group фактически стал единственным производителем спутниковых телевизионных приставок в России. В настоящее время большинство выпускаемых приставок обеспечивает прием телевизионных сигналов высокой четкости (HD). Многие модели, в частности GS U210 (Рисунок 1), поддерживают запись сигналов SD/HD в защищенном формате на внешний носитель через интерфейс USB, а также возможность остановки и перемотки «живого» эфира (функция отложенный просмотр/«сдвиг времени»/TimeShift).



Рисунок 1. Спутниковая телевизионная приставка GS U210.

В 2014 году на предприятиях холдинга был налажен выпуск комбинированного приемника, предназначенного для приема как спутниковых передач Триколор ТВ, так и эфирных цифровых сигналов формата DVB-T2.

Аппарат обеспечивает прием эфирных передач стандартной четкости от отдельной антенны и прием спутниковых программ Триколор ТВ высокой четкости с разрешением до 1920 × 1080p. С внешних USB накопителей аппарат обеспечивает просмотр изображений и воспроизведение мультимедиа файлов. (Функций записи и «сдвига времени» нет).

В 2016 году в холдинге представили приставку GS-H5912, предназначенную для организации вещания в IP-сетях (IPTV/OTT). В зависимости от программного обеспечения, приставка может быть использована Интернет-провайдерами, OTT-операторами или контент-агрегаторами. Приставка поддерживает потоковое видео, сервис VOD («видео по запросу»), воспроизводит все современные аудио и видеформаты, производит настройку изображения, выбор аудиодорожки и работает с плейлистами. В аппарате использован новый микропроцессор MStar K2. Продажу приставок осуществляет российская компания «Цифра».

Большой вклад в развитие телевидения высокой четкости вносит входящая в холдинг компания «Первый ТВЧ», начавшая свою деятельность в 2006 году. В линейку телевизионных продуктов компании входят более десятка собственных каналов, охватывающих более 40 миллионов телезрителей по всей России. Пять каналов транслируются в формате HD, а один, впервые в России, в формате UHD (4K, канал INSIGHT UHD). Кроме того, компания транслирует множество зарубежных каналов в форматах SD/HD, среди которых популярные каналы Eureka HD, Animal Family HD и другие.

Серьезные усилия холдинг направляет на расширение сферы деятельности. Еще в 2012 году корпорация GS подписала договор с администрацией Псковской области о создании комплекса производств по глубокой переработке леса, получивший название «Дедовичи». На арендованной площади в 70,000 га по технологии шведской компании Rootne ведутся лесозаготовки и выращивание саженцев с закрытой корневой системой. По этой технологии каждый саженец выращивается в отдельном пластиковом пакете, что обеспечивает легкую пересадку подросших деревьев. Объем производства до 2 млн. саженцев в год. В августе 2013 года в «Дедовичах» приступили к созданию завода по глубокой переработке древесины «Судомы». Предприятие производит более 65,000 м³

высококачественных отделочных материалов для строительства.

Дальнейшее развитие сфера деятельности холдинга в области деревообработки получила с открытием в августе 2015 года предприятия GS Composite по производству древесно-полимерного композита (ДПК) в Ульяновске. Основной продукцией нового завода является гранулированный древесно-полимерный композит и изделия из него, производимые методом экструзии и инъекции. Завод должен производить до 2150 тонн готовых изделий в год. На предприятии впервые в России применена технология получения композитной смеси со значимой долей пластика. Из ДПК производятся прочные детали для строительства, мебели и тары, устойчивые к влаге, ультрафиолету и гниению.

Развиваются в холдинге и наукоемкие направления деятельности. В 2013 году было создано подразделение GS Venture, основной задачей которого является поиск перспективных бизнес-идей и стартапов в области телекоммуникаций, микроэлектроники и нанотехнологий. Первым проектом, поддержанным GS Venture, стал сервис «Share The Moment» (поделись моментом) финской компании Tellyo (вложено 200,000 евро). Приложение позволяет пользователям социальных сетей легко вставлять фрагменты живого эфира с помощью второго экрана (смартфона).

В 2014 году холдинг приступил к выпуску комплекта «два в одном» по заказу крупнейшего в России оператора спутникового телевидения «Триколор ТВ». В комплект входят основной тюнер GS E501 и дополнительное устройство GS C591 (Рисунок 2). Основное преимущество комплекта – возможность одновременного просмотра телепередач на двух телевизорах при использовании одной смарт-карты, при этом прокладывать дополнительный антенный кабель не требуется.



Рисунок 2. Тюнер GS E501 с дополнительным устройством GS C591.

В основной приемник интегрированы два DVB-S2 тюнера, работающие в диапазоне 950-2150 МГц. Связь между основным приемником и дополнительным устройством осуществляется через сеть Ethernet. Стоимость комплекта лишь немного выше, чем стоимость сопоставимых ресиверов GS, что позволяет потребителям сэкономить на оборудовании и абонентской плате.

Комплект выпускается на производственных мощностях GS Group в России, сопроцессоры аппаратов разработаны и выпускаются на собственном предприятии GS Nanotech. Программное обеспечение (Stingray) разработано специалистами холдинга специально для цифровых приставок собственного производства. Комплект стал первым продуктом холдинга с электронной гарантией (в ремонт передаются только сами устройства, без каких-либо бумажных документов).

В 2016 году в холдинге приступили к выпуску двухтюнерной ТВ-приставки GS-B521, обеспечивающей прием телевидения стандартной и высокой четкости на два телевизора. Приставка базируется на современном микропроцессоре MStar K5, сопроцессоре собственной разработки и обеспечивает режимы записи и «сдвига времени». В конце года в GS приступили к выпуску ТВ-приставки GS-E521 со встроенным модулем Wi-Fi и поддержкой телевидения высокой четкости. Аппарат обеспечивает поддержку стандарта беспроводной связи IEEE 802.11n (Wi-Fi) с максимальной скоростью передачи данных 150 Мбит/с.

В начале 2017 года в продажу поступили приставки GS-B531M (для участников программы обмена оборудования) и GS-B532M (для покупателей, впервые приобретающих аппаратуру GS). Обе приставки функционально одинаковы и отличаются от предыду-

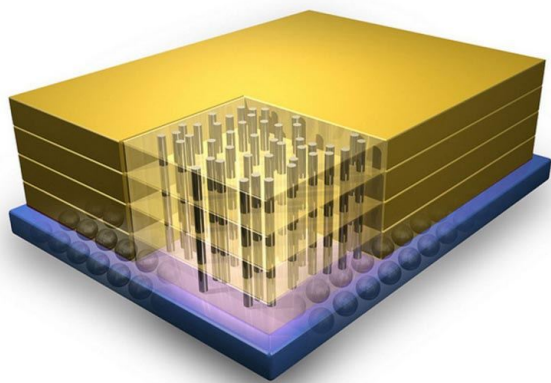


Рисунок 3. Технология корпусирования микросхем 3D TSV.

щих продуктов компании наличием встроенной флеш-памяти объемом 8 Гб, что обеспечивает режимы записи и «сдвига времени».

Центр разработок и производства микроэлектронной продукции GS Nanotech впервые в России освоил передовую технологию корпусирования микросхем 3D TSV. При производстве микросхем по технологии 3D TSV (Through Silicon Via) кристаллы в корпусе микросхемы располагаются друг над другом, а между ними создаются вертикальные соединения (Рисунок 3).



Рисунок 4. Микропроцессор GS Nanotech Amber S2.

Основные преимущества технологии 3D TSV – это уменьшение размеров системы в целом, снижение энергопотребления, снижение себестоимости готовой продукции. Технология 3D TSV весьма перспективна, например, по данным агентства Yoke Development ожидается мировой рост чипов, выполненных по этой технологии, с 5.5 млрд в 2013 г. до 38.4 млрд в 2017 г.



Рисунок 5. Спутниковый тюнер GS-U510.

Компания GS Nanotech выпускает микросхемы как бытового, так и промышленного назначения. В частности, микропроцессор GS Nanotech Amber S2 (Рисунок 4), используемый в спутниковом тюнере GS-U510 (Рисунок 5), стал первым в России массовым про-

дуктом такого уровня собственной разработки и производства. Выпуск этого микропроцессора стал настоящим прорывом в российской микроэлектронике, его разработка велась в условиях международной кооперации, где GS Group выступил в роли производителя и интегратора всех этапов процесса. За 2014 год предприятие выпустило около полумиллиона чипов данного типа.

Микропроцессор выполнен по технологическим нормам 40 нм в корпусе TFBGA97 (761 вывод, габариты 31 × 31 мм) с ядром ARM, встроенной оперативной памятью SDRAM DDR3, флеш памятью NOR FLASH и интегральным криптопроцессором GS Lanthanum собственной разработки. Технология, по которой выпускаются МП, называется SiP (System-in-Package – система-в-корпусе). Характеристики МП соответствуют зарубежным аналогам фирм Toshiba, Renesas Electronics, SanDisk, Amkor Technology. Корпус микропроцессора максимально защищен от взлома, что обеспечивает безопасную передачу данных между его компонентами.

ОАО «НПО ЦТС» холдинга занимается и контрактным производством электроники; например, в 2014 году предприятие присту-



Рисунок 6. Тахограф ГЛОНАСС.

пило к производству тахографов (Рисунок 6) по контракту с московской компанией. Приборы могут использоваться для регистрации скоростного режима автомобилей, оснащенных системой ГЛОНАСС. **РЛ**

Литература:

1. <http://gs-group.com/about/holding-company-today/>
2. <http://dtvs.ru/about/history>
3. <http://technopolis.gs/press-room/newspaper/newspaper2016/>

Окончание в следующем номере

Человек, который 50 лет назад изобрел очки виртуальной реальности

Evan Ackerman

IEEE Spectrum

Хьюго Гернсбек был уверен, что о 3D очках виртуальной реальности мечтают миллионы людей

Научная фантастика, как мы ее знаем, не существовала бы без Хьюго Гернсбека (Hugo Gernsback). Именно он придумал термин «научная фантастика», работая редактором и издателем *Amazing Stories* – созданного в 1926 году первого журнала, посвященного этому расцветающему жанру. Премия Хьюго, присуждаемая за книги в жанрах научной фантастики и фэнтези, названа его именем.

Гернсбеку также принадлежит множество таких идей, как «комбинация электрической щетки для волос и расчески», работающее на батарейках ручное зеркало с подсветкой и пропитанная воском полоска ткани для эпиляции волос. Но самым захватывающим его изобретением, вероятно, были телевизионные очки (см. фото). Краткий биографический очерк Гернсбека, в котором описывались его «телеочки», был опубликован журналом *Life* в июле 1963 года, когда Хьюго было 78 лет.

В это время он обозначал лишь общие контуры изобретений, отставляя их физическую реализацию для других. Таким примером могут служить его телевизионные очки – устройство, которое по его убеждению, с нетерпением ждут миллионы. Когда в

1936 году к Хьюго пришла идея карманного телевизионного приемника, он был вынужден отказаться от нее, сочтя идею не реали-



Хьюго Гернсбек со своими очками виртуальной реальности. (Фото из коллекции Life).

зуемой на практике. Но несколькими неделями позже, почувствовав, что электронная промышленность, стимулируемая «Новым курсом»¹⁾, догоняет его концепции, он попросил своих сотрудников собрать макет.

Весившие порядка 140 г телеочки были сделаны на основе двух маленьких электро-нно-лучевых трубок, питавшихся низким напряжением двух миниатюрных батарей. (Гернсбек заверил пользователей, что никакой опасности поражения электрическим током не существует). Поскольку перед каждым глазом располагался отдельный экран, очки могли воспроизводить стереоскопические изображения – практически так же, как это делается в современных очках виртуальной реальности. Обращая внимание на торчащую из телеочков большую V-образную

антенну, Life назвал эту картину «неомарсианской». Справедливости ради надо заметить, что современные очки виртуальной реальности выглядят лишь немногим менее устрашающе, чем очки Гернсбека.

За свою долгую жизнь Гернсбек выдвинул множество других футуристических идей, позднее ставших реальностью: радар, микрофильмирование, дистанционная медицина, нормативное регулирование беспроводного спектра, слуховой аппарат, использующий костную проводимость звука, магнитофоны, телевизионные газеты и персональные мониторы состояния организма. Мир все еще ждет воплощения некоторых из его идей, включая добычу полезных ископаемых на Луне, орбитальные массивы зеркал и телепортацию бутербродов с ветчиной. **РЛ**

¹⁾ Система реформ президента Рузвельта, направленных на преодоление Великой депрессии.

Так что же, в конце концов, представляет собой таймер 555?

Paul Rako

Electronic Design

Когда речь заходит о почтенном таймере 555, Пол Рако (Paul Rako) соглашается с Бобом Пизом¹⁾ – старайтесь не использовать его, если от вашего приложения требуется хоть какая-то точность.

Еще в 2011 году, Джефф Гамильтон, связавшись с Бобом Пизом, попросил его поделиться опытом работы с классической микросхемой таймера 555. Джефф писал Пизу: «Готовясь к празднованию 40-летия с момента появления микросхемы на рынке, я подумал, что, может быть, у вас есть какая-нибудь история, связанная с 555, которой вы готовы поделиться. Будет полезен рассказ о любой истории из вашего первого опыта работы с устройством – возможно, для какого-то серьезного приложения, или для развлекательной игрушки».

Пиз ответил со свойственной ему прямолинейностью. Он написал:

«Привет, Джефф! Я почти никогда не пользовался 555. А может быть, вообще никогда. Я использую операционные усилители LM324, LM311, LF356. Я использую 74НС04 и 74С14, но не 555. Я использовал быструю ЭСЛ логику и дискретные транзисторы. Но 555 не может сделать ничего точного, или даже полу точного из того, что мне требовалось. Так что, единственное, чем я могу «поделиться»: моя любимая

схема на основе 555 – это чистый лист бумаги. Никогда даже не прикасайтесь к этой вещи. Распечатайте этот лист и идите дальше».

Я согласен с Пизом, и всегда рассматривал таймер 555 как в основном радиолюбительскую микросхему. Под этим я понимаю то, что микросхема может стать источником проблем для любого приложения, выпускаемого вами в промышленных объемах, где решающее значение имеют воспроизводимость и стабильность параметров. Замечание Пиза относительно низкой точности 555 вполне справедливо, это правда. Точность ограничивается не только компонентами, которые вы навесите вокруг него, но и довольно большим разбросом собственных параметров таймера внутри партии микросхем.

Кроме того, возможно, вы конструировали что-то на КМОП версии, и агент по снабжению вашей фирмы, решив проявить ненужную инициативу, заменил оригинальную биполярную микросхему изделием какого-нибудь третьего поставщика. Ведь в названиях обоих компонентов есть число 555, значит, оба должны работать, верно? Однако вашему снабженцу следовало бы знать, что у таймеров разных компаний разные кристаллы, а иногда и разные технологические процессы, и это эквивалентно замене компонента.

¹⁾ Роберт Аллен Пиз (Robert Allen Pease), погибший в автокатастрофе в 2011 году в возрасте 70 лет, был общепризнанным гуру в области разработки аналоговых интегральных схем. Среди созданных им «бестселлеров» преобразователь напряжение-частота LM331 и стабилизатор отрицательного напряжения LM337 (комплементарный к LM317).

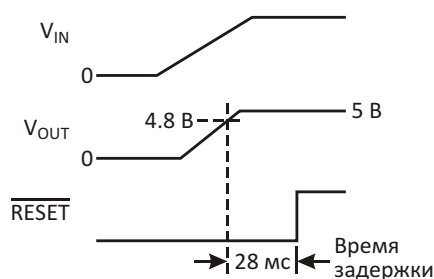


Рисунок 1. Эта временная диаграмма показывает, как с задержкой 28 мс формируется импульс RESET после того, как напряжение питания достигает уровня 4.8 В.

Первый раз я обжегся на 555 в 1980-х, когда пытался использовать один из таймеров в качестве генератора сброса в коммуникационной системе военного назначения (Рисунок 1). Включив питание, я не увидел на выходе 555 ничего похожего на импульс ждущего мультивибратора. По счастью, в Лаборатории электромагнитных систем (теперь TRW) нашлись «ветераны» аналоговой техники, которые смогли все объяснить. Они сказали, что в своей основе этот чип цифровой. Все могло пойти не так, в зависимости от того, насколько быстро или медленно нарастало напряжение на шине питания. Кроме того, на ней всегда хватает бросков от реле или силовых ключей. В определенных случаях сделать характеристики микросхемы непредсказуемыми могли также быстрые изменения потребляемой мощности.

Когда я спросил их, что же мне делать, все дружно ответили: «Ты должен сделать схему сброса на нескольких дискретных транзисто-



Рисунок 2. Супервизор питания DS1233 компании Maxim выпускается либо в небольшом корпусе TO-92, либо в корпусе для поверхностного монтажа SOT-223.

рах с конденсаторами и резисторами и глубоко понять, как она работает при всех этих условиях». К счастью, с тех пор такие компании как Maxim разработали целые семейства микросхем сброса с очень предсказуемым поведением, позволяющие сэкономить место и деньги по сравнению с дискретными схемами (Рисунок 2). Пожалуйста, заплатите Maxim все, что они просят, а не думайте, что сможете обойтись дешевым таймером 555.

Другие проблемы, с которыми я столкнулся, работая с 555, были связаны с чувствительностью таймера к напряжению питания. Когда Ганс Камензинд разрабатывал эту знаменитую микросхему [1], он стремился в первую очередь сделать ее нечувствительной к напряжению питания. Но все же частота переключения или ширина импульсов слегка зависят от питания. Другими недостатками микросхемы являются проблемы, создаваемые бросками входного напряжения, и чувствительность к температуре, из-за которой меняется частота или ширина импульсов.

Наряду с перечисленными выше, существуют проблемы, источниками которых являются применяемые нами компоненты. Если вы используете высокоомные резисторы, у вас возникнут проблемы с утечками. Когда серийное изделие оказывается в месте с повышенной влажностью, частота будет меняться вместе с погодой. Низкоомные резисторы забирают огромную мощность. При использовании конденсаторов малой емкости у вас будут проблемы с паразитными емкостями платы. Схема превращается в датчик приближения, и ее частота зависит от расстояния до вашей руки.

А когда вы используете полярные конденсаторы большой емкости, они не только имеют большие утечки, но и очень низкую надежность. Керамическим конденсаторам присущ микрофонный эффект; при нажатии на них они меняют частоту схемы. Акустические свойства проявляются в обоих направлениях – керамические конденсаторы излучают звук, если рабочая частота схемы находится в аудио диапазоне.

К счастью, так же, как Maxim решила ваши проблемы сброса по включению питания, Linear Technology решила проблемы стабильности временных интервалов, выпустив линейку микросхем TimerBlox. Впрочем, Linear утверждает, что TimerBlox могут с равным успехом использоваться и для сброса по

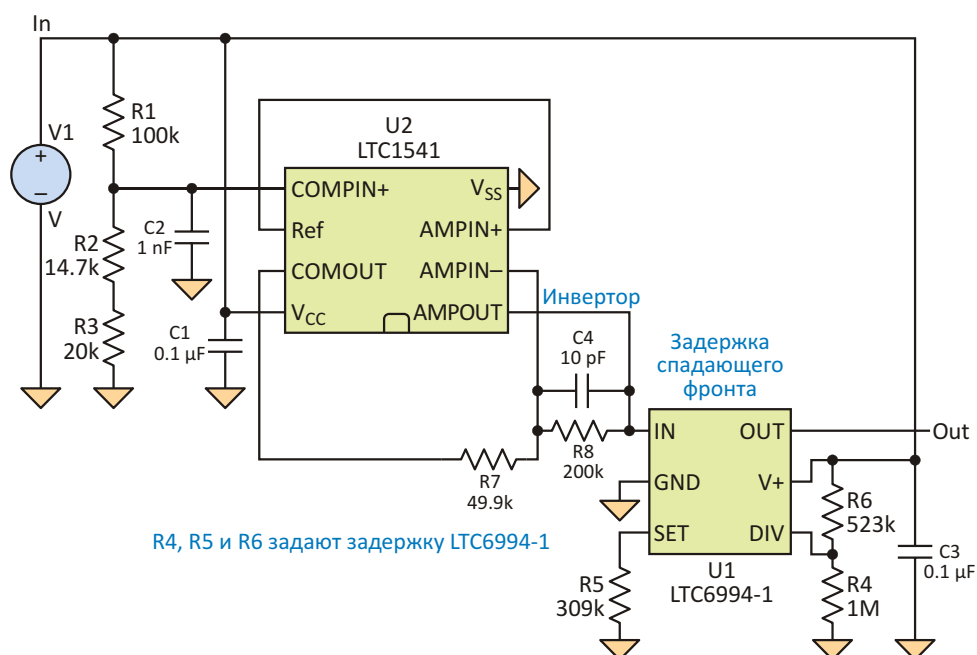


Рисунок 3. Эту схему сброса по включению питания Linear Technology разработала на основе своих микросхем TimerBlox.

включению питания (Рисунок 3). Разбираться в этих микросхемах на уровне транзисторов предоставим их разработчикам, а нам, чтобы понять, как они работают, будет достаточно IBIS аппроксимации их цифрового поведения.

И что очень приятно, схемам TimerBlox не нужны никакие конденсаторы, так что с ними вы можете забыть про головную боль с утечками, паразитной емкостью и микрофонным эффектом. Когда вышел TimerBlox, мой друг Тим Риган (Рисунок 4) работал менеджером



Рисунок 4. Тим Риган, друг Боба Пиза, бывший менеджер отдела применения в Linear Technology, который помог создать TimerBlox и разработал электронную таблицу Excel для облегчения их использования.

отдела применения в Linear Technology. В помощь пользователям чипов TimerBlox Тим разработал электронную таблицу Excel [2]. Сейчас Тим уже на пенсии, но когда я спросил о TimerBlox, он отметил:

«Я думаю, что TimerBlox понравились бы Пизу из-за их простоты и из-за того, что для получения больших временных задержек не требуются большие конденсаторы. Что бы ему не понравилось – так это то, что им не требуется ни одного диода или маленького конденсатора, которые порождали бы эффекты четвертого или пятого порядка, которые он всегда любил скрупулезно анализировать. Не впечатлила бы его и двухпроцентная точность (хотя и более хорошая, чем у 555), а также ограниченный 1 МГц частотный диапазон. В душе он был сторонником ГУН [генераторов, управляемых напряжением].

«Разрабатывать примеры схем для технического описания TimerBlox было одновременно и просто, и трудно. Просто – потому, что обращаться с этими микросхемами было очень легко, и они всегда делали то, чего вы от них ждали. Я сказал бы, что в этом они чем-то похожи на логические вентили. Трудности с разделом применения были обусловлены несчетным количеством времязадающих схем, каждая из

которых предъявляла свои особые требования практически в каждой системе. Всегда есть условия, при которых в определенный временной интервал что-то должно либо произойти, либо нет. И когда вы сталкиваетесь с решением подобных задач, приятно иметь простое доступное устройство, с которым вещи происходят тогда, когда должны происходить.

«Что касается моего средства разработки на основе электронной таблицы, то мои последователи сделали его намного более продуманным и привлекательным, чем было у меня. Теперь этот инструмент можно запускать онлайн. У меня всегда возникали сложности с инженерами отдела технической поддержки Linear Technology, которые пользовались компьютерами Mac, в то время как я знал только PC. Они не могли открывать мою таблицу, содержащую имевшиеся элементы, никогда не существовавшие одновременно на обеих платформах Microsoft и Apple. Но после того, как она заработала онлайн, любой может использовать ее, чтобы буквально за считанные секунды вставить TimerBlox в свои схемы».

Все сказанное не значит, что вы никогда не должны использовать 555. Жизнь изначально аналоговая, и есть много мест, где дешевый 555 может оказаться полезным в небольшом одноразовом тестовом устройстве, а может быть, вам не требуется ничего высокоточного, стабильного, надежного или воспроизводимого. Как отмечено в одной книге, «Все имеет значение. Хотя бы только для того, чтобы служить плохим примером».

Реальная ценность 555 состоит в том, что он учит основам электроники. Для этого у нас есть фантастический набор 555, сделанный на дискретных транзисторах (Рисунок 5). Этот набор позволит вам добраться осциллографом до всех внутренних точек и понять, как же на самом деле работает этот чип. Обратите внимание, что он основан на схеме биполярного 555, а не на КМОП версии Intersil.

Когда я поделился с Пизом разочарованиями по поводу 555, он заметил: «Думаю, вы и я сделали хорошее дело, вылив ушат холодной воды на старый добрый 555. Должен ли я



Рисунок 5. Набор дискретных компонентов для сборки таймера 555 поможет вам изучить многие принципы работы схемы.

отправить копию письма дяде Гансу Камензину? Не, я сэкономлю 44 цента и предоставлю сделать это кому-нибудь другому. Спасибо, что развеселили меня».

Дело в том, что и Боб, и я очень уважаем Ганса Камензинда и его раннюю «систему на кристалле», которая продавалась лучше, чем любая другая микросхема. Миллиарды чипов, продаваемых каждый год, служат убедительным доказательством того, что они устраивают многих инженеров. А мне запомнился рассказ Ганса о том, как ему пришлось бороться с людьми из отдела маркетинга, которые не видели никакой пользы в новом чипе.

Это прекрасно согласуется с наблюдениями Клейтона Кристенсена (Clayton Christensen), который в своей знаменитой книге «Дилемма инноватора» отмечал, что отделы маркетинга редко смотрят на новые рынки, просто стремясь продать что-то более дешевое на уже существующем, к которому они привыкли и которому служат. Говоря о Камензине, он отмечал, что это был человек, который придумал новую вещь для нового рынка. Несомненно, Ганс сделал это, за что я всегда буду его уважать, хотя Пиз и не хотел пользоваться его микросхемой. **РЛ**

Ссылки

1. [Интервью с Гансом Камензиндом – разработчиком самой популярной микросхемы, когда-либо создававшейся в мире](#)
2. [TimerBlox Designer](#)

23 апреля 1869 года в России родился один из изобретателей телевидения Б.Л. Розинг

Жукинский В. Ф.

История великих технических прорывов человечества, как правило, связана с деятельностью не одного, а многих выдающихся людей. Телевидение – не исключение. Свой вклад в разработку способов получения и передачи изображений на расстояние внесли десятки ученых, и наш соотечественник Борис Львович Розинг по праву входит в их число. К сожалению, если наугад открыть несколько трудов, посвященных истории

телевидения, даже краткое упоминание о Б.Л. Розинге мы сможем встретить далеко не в каждой из статей.

Между тем, именно этому российскому ученому в 1907 году был выдан патент на «электрический способ передачи изображений», который никто и никогда не пытался ни опротестовать, ни просто подвергнуть сомнению. Кроме того, именно Борис Львович Розинг в далеком 1911 году смог осуществить передачу и продемонстрировать полученное изображение на экране «электрического телескопа» – созданного им прообраза электронно-лучевого кинескопа. Совершенно не важно, что на момент опыта изображение на экране состояло всего из 12 строк. Борис Львович указал путь, по которому пошли другие.

Кому обычно достается слава первооткрывателей

Как правило, история увековечивает тех, кто участвовал в практической реализации ранее сделанных открытий. В справочной литературе, посвященной телевидению, часто упоминается имя Владимира Зворыкина. Во время демонстрации опытов Б.Л. Розинга, совмещавшего науку с преподавательской работой, ему ассистировал



Борис Львович Розинг.

студент Технологического института В. Зворыкин, который после октябрьской революции оказался в США и продолжил дело своего наставника. Поэтому нет ничего удивительного в том, что в современном списке «отцов» телевидения мы скорее встретим фамилию успешного ученика, чем его учителя, оставшегося в бедной и голодной советской России.

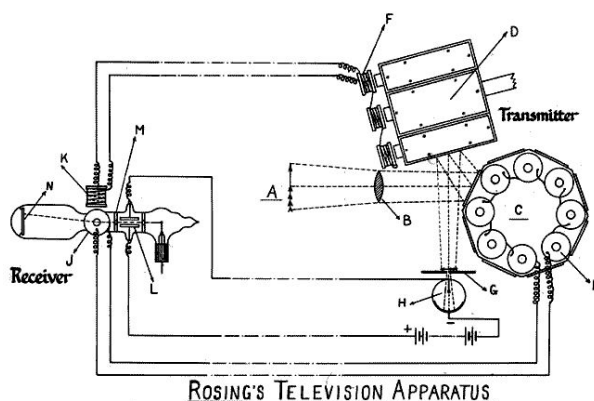
«Гуманитарное» детство, жадный интерес к физике в годы студенчества и научная работа

Будущий создатель основ телевидения родился в Санкт-Петербурге, в семье одного из столичных государственных служащих. О детстве Бориса Львовича Розинга мы почти ничего не знаем – кроме того, что в первые десять лет своей жизни мальчик проявлял больший интерес не к точным наукам, а к музыке и литературе. Однако это не помешало повзрослевшему юноше окончить гимназию с золотой медалью и стать студентом физико-математического факультета Петербургского университета.

Возможно, на проснувшийся в гимназисте интерес к физике повлияла его историческая память и происхождение родителей – потомков иностранных ученых, переселившихся в Россию по приглашению Петра I. После окончания университета с дипломом I степени Борис Розин получил предложение стать преподавателем и приступить к подготовке научных работ на соискание степени профессора. Молодой ученый начал заниматься электромеханическими устройствами формирования изображений, и, поняв их несовершенство, обосновал необходимость разработки системы электронной развертки.

Прообраз телекамеры и отклоняющей системы кинескопа

Чтобы воспроизводить изображения при помощи электронно-лучевой трубки, нужно было научиться превращать статические и динамические картинки в электрические сигналы. Для этого Борис Розинг применял фотоэлементы и построчно сканировал объект системой вращающихся зеркал. Чтобы при



Телевизионный аппарат Розинга.
(Пусунок Television History – www.tvhistory.tv).

помощи электронно-лучевой трубки воспроизвести электрический сигнал, полученный с выхода фотоэлемента, ученый создал систему развертки – установил катушки, которые отклоняли модулированный по яркости электронный луч синхронно с работой зеркал электромеханической «телекамеры».

Напомним, что все эти разработки, ставшие основой конструкции черно-белого телевизионного кинескопа, Борис Львович выполнил в период с 1907 по 1912 годы. К сожалению, ученый не успел реализовать и десятой части своих идей. Первая мировая война, революция, и последовавшие за коротким периодом стабилизации репрессии интеллигенции окончились для него ссылкой на Север и внезапной смертью от мозгового кровоизлияния в апреле 1933 года.

Важен не приоритет, а историческая справедливость

Телевидение давно стало цветным и быстро избавляется от небезопасных для здоровья зрителей электроннолучевых трубок. Но все начиналось с простейших телекамер и черно-белых кинескопов, и к обоим этим величайшим изобретениям причастен Борис Розинг. Пусть он и не успел довести их до совершенства и стадии коммерческой эксплуатации. Для нас имя этого российского ученого, заложившего определенные основы телевидения, никогда не будет забыто, а степень уважения не зависит от того, как часто его упоминают авторы обзоров и статей по истории техники. **ПЛ**

Гибридный импульсно-линейный контроллер управления током светодиода с широким диапазоном диммирования

Thomas Mosteller

Electronic Design

Объединив в одной схеме две стандартные топологии источников питания, можно сделать легко регулируемый источник тока, хорошо подходящий для управления яркостью светодиодов

Для многих приложений светодиодного освещения требуются широкие диапазоны диммирования, проще всего реализуемые с помощью регулируемого источника тока (Рисунок 1).

Обеспечить большой диапазон регулирования источника тока светодиодов можно несколькими различными способами. Но общая для всех из них проблема заключается в том, что рассеиваемая мощность может оказаться недопустимо большой. Напряжение источника V_1 должно быть достаточно высоким для того, чтобы с гарантированным запасом превышать наибольшее возможное падение на светодиоде. Указываемое производителями светодиодов максимальное

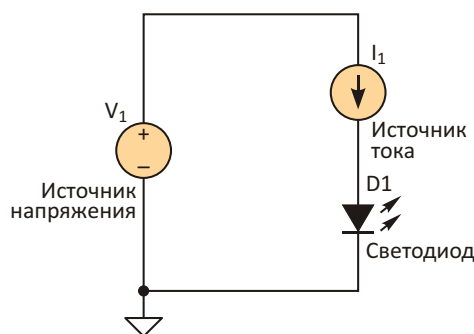


Рисунок 1. Светодиоды – устройства, управляемые током, а не напряжением, а зависимость интенсивности их излучения от уровня тока имеет нелинейный характер.

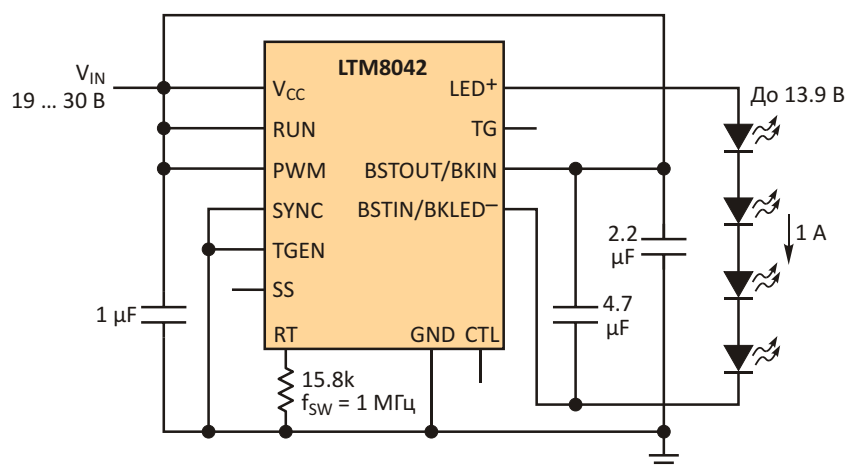


Рисунок 2. Источник питания для внешнего регулирования стабилизированного выходного тока сделан на основе микросхемы LTM8042 и отвечает всем требованиям, предъявляемым к управлению светодиодами.

напряжение обычно превосходит среднее значение, вынуждая разработчиков использовать более высокие входные напряжения, чем требуется на самом деле. В приложениях с последовательными цепочками из нескольких светодиодов этот запас должен умножаться на число светодиодов.

Вдобавок, напряжение, оптимальное для питания светодиодной цепочки, может отсутствовать в системе, из-за чего разработчикам приходится добавлять еще один источник с более подходящим выходным напряжением. В результате увеличивается сложность схемы и потребляемая ею мощность.

Эта проблема была решена путем создания импульсного источника питания со стабилизированным выходным током (а не напряжением) и обеспечения возможности регулирования этого тока для управления яркостью свечения. Реализация этой концепции с использованием микросхемы LTM8042 иллюстрируется схемой на Рисунке 2.

Меняя напряжение на выводе CTL от 100 мВ до 1 В, можно масштабировать ток светодиода в диапазоне 10:1 (Рисунок 3).

Основная причина такого ограничения диапазона диммирования связана со сложностью масштабирования сигнала, поступающего с датчика тока в секции ШИМ импульсного преобразователя, до очень низких уровней. Чтобы расширить диапазон регулирования, можно использовать ШИМ сигнал для включения и выключения светодиода. Если частоту переключения сделать достаточно высокой — обычно несколько сотен герц, — пульсации яркости восприниматься

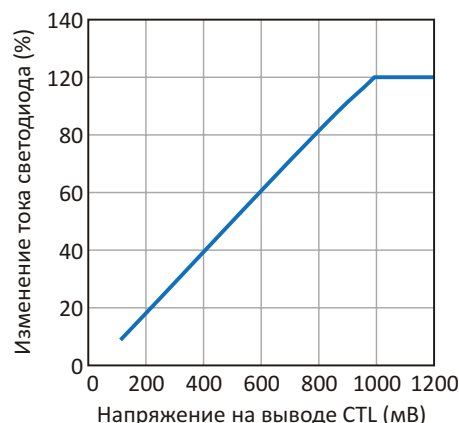


Рисунок 3. При изменении напряжения на управляющем входе CTL микросхемы LTM8042 от 100 мВ до 1 В ток светодиода меняется в диапазоне 10:1.

человеческим глазом не будут. С помощью такого метода диапазон диммирования может быть расширен до 3000:1 (Рисунок 4).

В этом случае светодиод включается и выключается тактовым сигналом, приложенным к входу PWM. Хотя для человеческого глаза это мерцание незаметно, оно может создавать проблемы для других приложений, порождая нежелательные артефакты, например, в случае взаимодействия частоты развертки устройства записи цифрового видео с частотой вспышек светодиода.

Описанный здесь метод позволяет в широком диапазоне управлять яркостью строго аналоговыми средствами. В нем используется гибридный подход, при котором импульсный регулятор поддерживает постоянное напряжение на регулируемом источнике тока, а напряжение светодиода образует

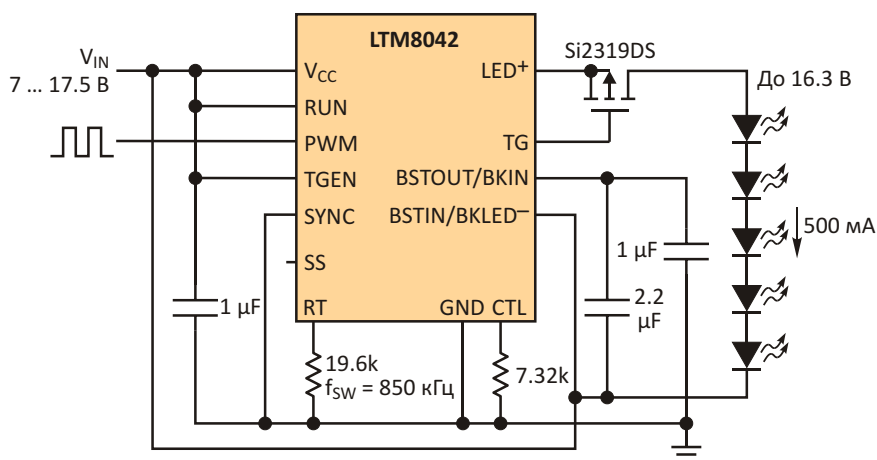


Рисунок 4. Использование ШИМ сигнала для включения и выключения светодиода позволяет, с некоторыми ограничениями, расширить диапазон диммирования более чем на порядок.

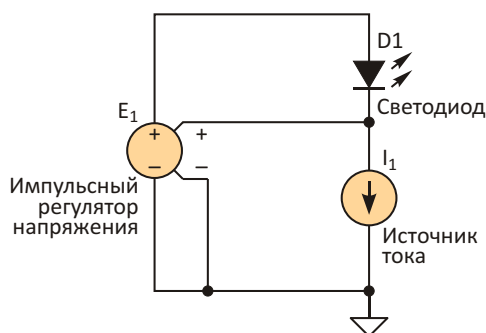


Рисунок 5. Гибридное решение, объединяющее импульсный преобразователь и регулируемый источник тока, позволяет расширить диапазон диммирования.

часть сигнала обратной связи, благодаря чему изменения напряжения на светодиоде не оказывают влияния на его ток. При этом не требуется, чтобы напряжение на источнике тока поддерживало падение напряжения на светодиоде и его изменения, поэтому оно может быть оптимизировано для наилучшего выбора величины рассеиваемой мощности в каждом диапазоне диммирования.

Показанная на Рисунке 5 концептуальная схема такого гибридного решения может быть реализована на микросхеме импульсного преобразователя LT8614 и используемом в качестве источника тока LDO регуляторе LT3083 (Рисунок 6).

При входном напряжении 12 В управляющий сигнал 0...300 мВ, приложенный к выводу SET микросхемы LT3083, изменяет ток светодиода в диапазоне от 0 до 3 А. Выход OUT микросхемы отслеживает напряжение на выводе SET, поэтому через R5 течет постоянный ток, величина которого определяется соотношением

$$I_{R5} = \frac{V_{SET}}{R5}.$$

Ток входа IN микросхемы LT3083 с высокой точностью повторяет ток вывода OUT до тех пор, пока не достигнет минимального значения порядка 500 мкА. Для нормальной работы LT3083 требуется запас на падение напряжения между выводами IN и OUT, в худшем случае составляющий 510 мВ, а также 300 мВ, учитывающие падение на резисторе R5 при максимальном выходном токе. LT8614 поддерживает напряжение на входе IN микросхемы LT3083 на точном уровне 0.97 В, сохраняя рассеиваемую микросхемой LT3083 мощность на приемлемом уровне с максимальным значением порядка 2.4 Вт при выходном токе 3 А.

Напряжение на катоде светодиода поддерживается микросхемой LT8614 на уровне 0.97 В, но анодное напряжение, благодаря

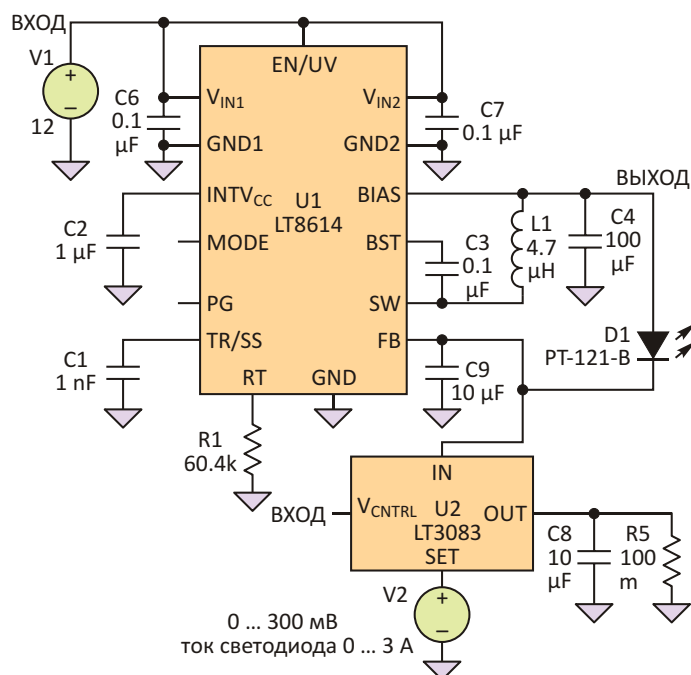


Рисунок 6. В базовой реализации гибридной схемы использована микросхема LT8614 в качестве источника напряжения и микросхема LT3083 в качестве точно регулируемого источника тока.

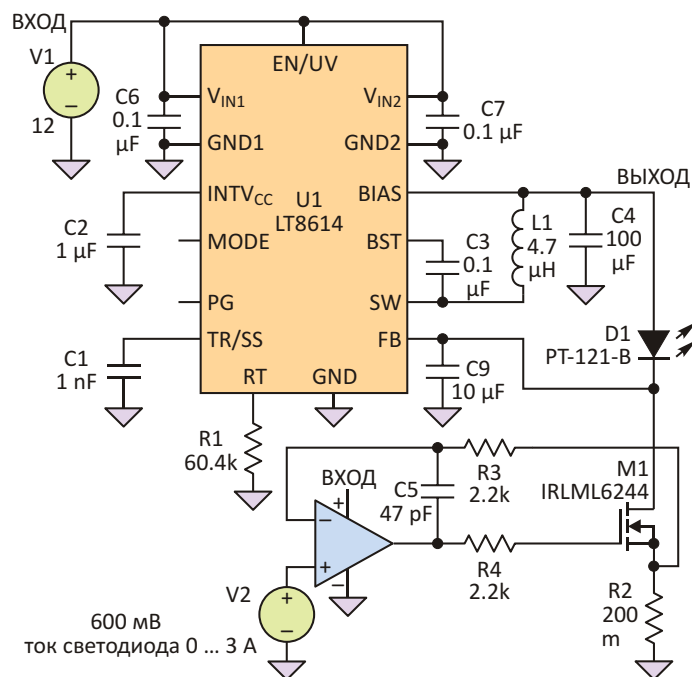


Рисунок 7. Расширить диапазон регулирования яркости можно еще больше, добавив источник тока на основе прецизионного ОУ с низким напряжением смещения.

действию обратной связи LT8614, может быть любым. Если последовательно с D1 включить дополнительные светодиоды, ток не будет меняться до тех пор, пока запас по напряжению не станет меньше суммы указанных выше значений падений напряжения 510 мВ и 300 мВ.

LDO регулятор LT3083 является очень удобным компонентом для создания источников тока, но, как отмечалось выше, он предъявляет требования по минимальному току нагрузки. Кроме того, имеется небольшое несоответствие между напряжениями на выводах SET и OUT, составляющее обычно несколько сотен микровольт, которое, однако, в полном диапазоне температур может достигать ± 6 мВ. Это несоответствие сужает границы диапазона регулирования. Для расширения пределов диммирования микросхему LT3083 можно

заменить дискретным источником тока, используя в качестве управляющего элемента операционный усилитель (ОУ) с низким напряжением смещения, такой, например, как прецизионный ОУ LT6015 (Рисунок 7).

Максимальное напряжение смещения микросхемы LT6015 в диапазоне температур составляет ± 250 мкВ, а источнику тока требуется лишь 100 мВ дополнительного напряжения. Это позволяет расширить полную шкалу управляющих напряжений до 600 мВ и обеспечить диммирование в диапазоне 1000:1. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT3083](#)
2. [Datasheet Linear Technology LT6015](#)
3. [Datasheet Linear Technology LT8614](#)
4. [Datasheet Linear Technology LTM8042](#)

Светодиод управляет сам собой

Howard Myers

EDN

С тех пор, как более 40 лет назад был изобретен светодиод, эффективность его излучения постоянно увеличивалась, и, хотя это может вас удивить, увеличение эффективности работало в двух направлениях. Некоторые яркие светодиоды, такие, например,

как выпускаемые в пластмассовом корпусе приборы красного цвета свечения Avago HLMP-EG30-NR000, демонстрирует также высокую чувствительность к свету.

Схема на Рисунке 1 показывает, как можно заставить работать фотогальвани-

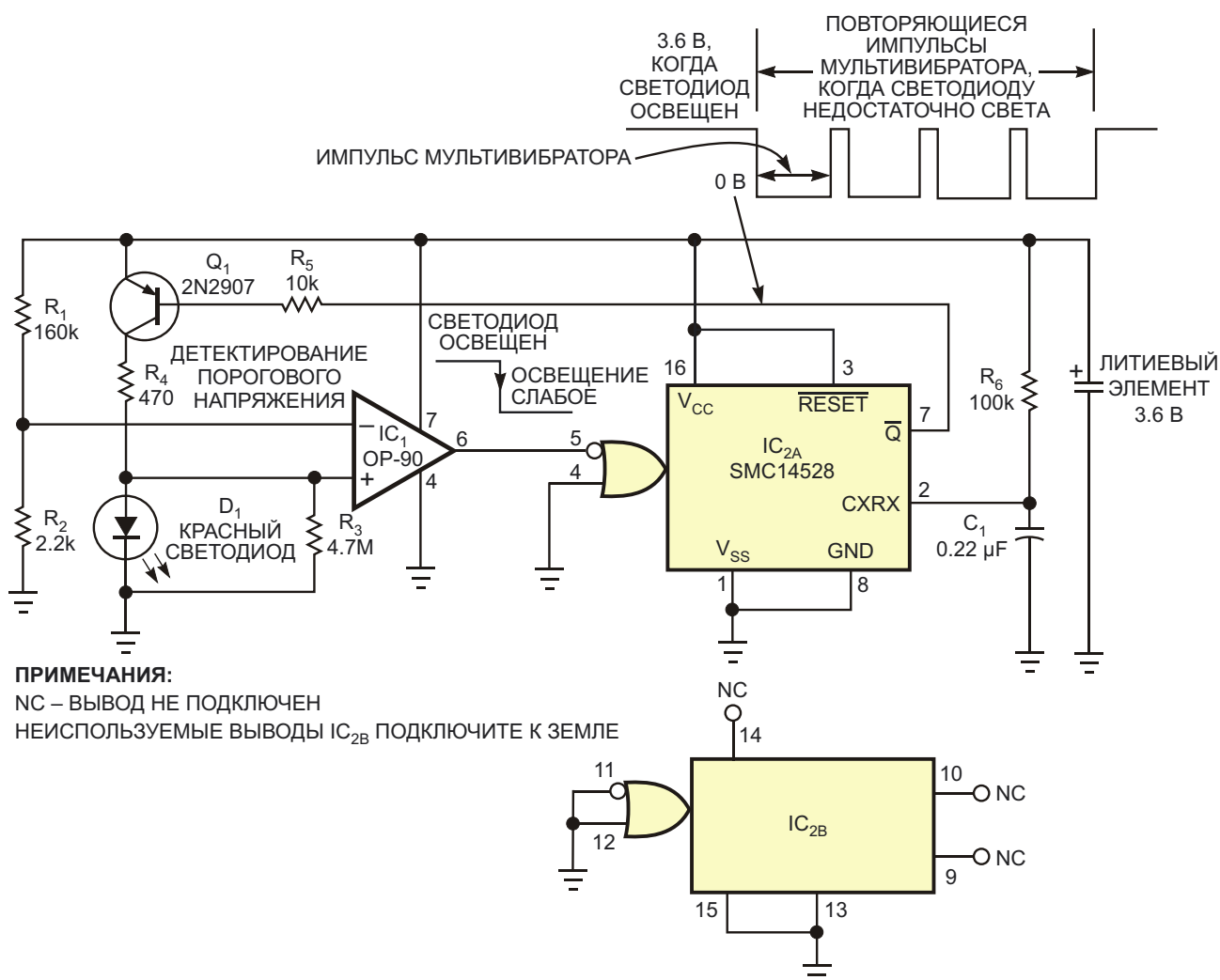


Рисунок 1. Эффективный светодиод образует сердце светочувствительной «загадочной лампы», не содержащей видимого фотоприемника.

ческие характеристики светодиода. В схеме могут использоваться и более старые светодиоды с меньшим световым выходом, но и светить они будут слабее. В этой статье описана схема, в которой светодиод без помощи каких-либо датчиков света, кроме собственных характеристик, сам определяет, должен ли он включиться или выключиться. Когда вы затемняете светодиод, он включается, а когда освещаете – выключается. Основными элементами схемы являются светодиод D₁, микромощный операционный усилитель IC₁, мультивибратор IC_{2A} и транзисторный ключ Q₁, управляющий током светодиода.

В темноте фототок светодиодом не вырабатывается. При умеренном освещении, таком, какое обычно бывает внутри офиса или лаборатории, светодиод на нагрузке 4.7 МОм генерирует напряжение от 50 до 100 мВ. Компаратор на операционном усилителе IC₁ сравнивает напряжение, вырабатываемое светодиодом, с опорным пороговым напряжением, равным примерно 50 мВ. Порогом чувствительности схемы можно управлять, изменяя сопротивления резисторов R₁ и R₂ в делителе напряжения, подключенном к выводу 2 компаратора.

При снижении окружающей освещенности генерируемое светодиодом напряжение уменьшается. Когда оно падает ниже порога 50 мВ, уровень выходного напряжения операционного усилителя становится низким, и перепад напряжения запускает мультивибра-

тор IC_{2A}. Отрицательный импульс мультивибратора длительностью примерно 3 мс открывает транзистор Q₁ и включает светодиод, после чего его выход возвращается в исходное состояние, и светодиод гаснет. В затемненной комнате светодиод периодически вспыхивает с частотой 200 Гц, выключаясь лишь на короткое время. Благодаря высокой частоте вспышек свечение светодиода кажется постоянным.

При дневном свете потребляемый схемой ток в основном определяется делителем опорного напряжения компаратора:

$$\frac{3.6 \text{ В}}{162 \text{ кОм}} \quad 22 \text{ мкА.}$$

Как в дневном, так и в ночном режиме, при единицах миллиампер, потребляемых включенным светодиодом, батарея емкостью 1 А ч может обеспечивать схему питанием в течение нескольких месяцев. Чтобы снизить рассеиваемую мощность, можно увеличить сопротивления резисторов R₁ и R₂. Учитывая низкое значение и прерывистый характер потребляемого схемой тока, срок службы литиевой батарейки емкостью 1 А ч должен приближаться к сроку ее годности. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Avago Technologies HLMP-EG30-NR000](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MC14528](#)
3. [Datasheet Analog Devices OP-90](#)

Многодекадный монитор тока как воплощение простоты



Nick Cornford

EDN

Эта идея оказалась настолько же полезной, насколько и простой. С помощью всего трех или четырех компонентов она позволяет в пределах одного диапазона измерять токи от единиц микроампер до сотни миллиампер.

Разрабатывая схему с микроконтроллером PIC, я столкнулся с необходимостью контроля тока, забираемого платой от пары элементов АА. Хотя большую часть своего времени микроконтроллер проводил в спячке, когда в общем балансе рассеиваемой мощности преобладал собственный ток потребления повышающего преобразователя, равный 30 мкА, плата могла периодически включаться на короткое время для измерения, отображения и передачи информации, потребляя при этом от 8 мА до 100 мА. Попытки использовать цифровой мультиметр на фиксированных диапазонах оказались бесполезными, а автоматический выбор диапазонов не давал ничего, кроме головной боли из-за быстрой смены циклов и коротких периодов включения. В результате само собой возникло следующее решение.

Падение напряжения на диоде увеличивается пропорционально логарифму протекающего через него тока в соответствии с уравнением идеального диода:

$$I_F = I_0 e^{\frac{eV_F}{kT}},$$

где

I_F — прямой ток,

I_0 — обратный ток насыщения,

e — заряд электрона ($1.602 \cdot 10^{-19}$ Кл)

V_F — прямое напряжение,

T — температура в градусах Кельвина (К),

k — постоянная Больцмана ($1.380 \cdot 10^{-23}$ Дж/К).

(Это слегка урезанная инженерная версия. Полный вариант можно найти в [1]). Для наших целей из этого уравнения мы можем получить:

$$V_F = \log(I_F)$$

при данной температуре.

Теперь зашунтируем диод механизмом измерительного прибора. При очень слабых токах он будет показывать микроамперы, поскольку ток протекает, в основном, через него, а не через диод, в то время как при больших токах прибор будет показывать падение напряжения на диоде, то есть, логарифм тока (вспомните о диоде как адаптивном шунте). Таким образом, в нижней части измерительная шкала может считаться линейной, в верхней — логарифмической, а в середине — ни той, ни другой, но все эти части очень полезны.

Использование диода Шоттки, измерительной головки 100 мкА/1.7 кОм и соответствующего последовательного резистора позволяет, как показано на Рисунке 1, в одном диапазоне измерять токи от 10 мкА до 100 мА и более со скоростью, ограниченной только динамикой измерительной головки.

Подобные простые схемы содержат больше проблем, чем компонентов! Помимо неудобной процедуры калибровки (подроб-

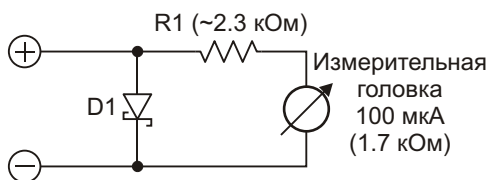


Рисунок 1.

нее о которой будет рассказано ниже), эта схема имеет два основных недостатка: падение напряжения и температурную нестабильность. На диоде упадет до 400 мВ, поэтому придется использовать новые или полностью заряженные батареи, чтобы испытываемое вами устройство не сочло батарею разряженной.

В нижней части шкалы, когда почти весь ток течет через измерительную головку, температурный коэффициент измерителя невелик, и определяется температурным дрейфом механических и магнитных характеристик головки. При более высоких токах измеритель отображает падение напряжения на диоде, которое, конечно же, согласно уравнению диода, уменьшается со скоростью примерно 2 мВ/К. Это влияет не только на наклон логарифмической кривой, но и на положение нашей точки перехода от линейной зависимости к логарифмической. Вдобавок медная обмотка головки, вносящая значительный вклад в общее последовательное сопротивление, имеет при комнатной температуре температурный коэффициент сопротивления, равный +3930 ppm/K. Результирующие зависимости отклонения стрелки головки от тока для диода 1N5817 при температурах 0°, 25° и 50 °C показаны на Рисунке 2. Эти кривые учитывают температурные коэффициенты головки и диода, но игнорируют любые

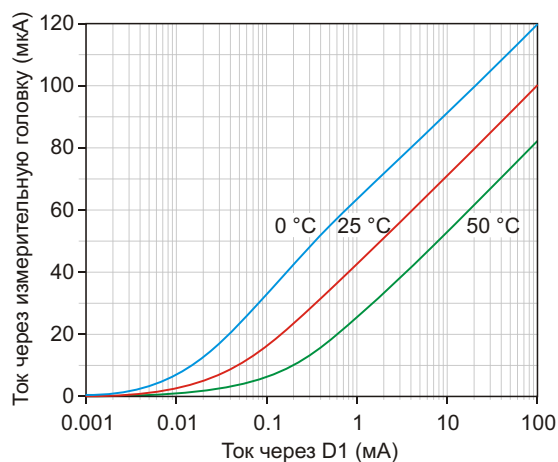


Рисунок 2.

эффекты, связанные с саморазогревом диода. При достаточно стабильной температуре эти эффекты практического значения не имеют.

Саморазогрев, в основном диода D1, также не является реальной проблемой. Если представить, что через диод протекает ток 100 мА, то при падении напряжения 400 мВ рассеиваемая на нем мощность составит 40 мВт. Начальное тепловое сопротивление диода 1N5815 в корпусе DO-41, согласно справочным данным, равно 50 К/Вт. Сопоставление этих чисел показывает, что при токе 100 мА температура перехода увеличится всего на 2 градуса, что эквивалентно уменьшению V_F приблизительно на 4 мВ, то есть ошибка составит порядка 1% полной шкалы.

Старайтесь, чтобы выводы вашего диода были короткими, а тепловая масса большой. Не допускайте сильных бросков тока, которые, возможно, могут возникать при включении, поскольку ошибки измерений будут сохраняться до тех пор, пока переход не остынет вновь.

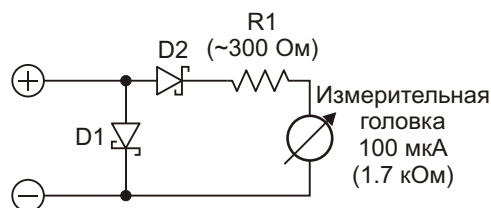


Рисунок 3.

На Рисунке 3 показан улучшенный вариант схемы, в которой температурный коэффициент компенсирован до нуля включением дополнительного диода последовательно с измерительной головкой. Характеристики этой схемы иллюстрируются Рисунком 4.

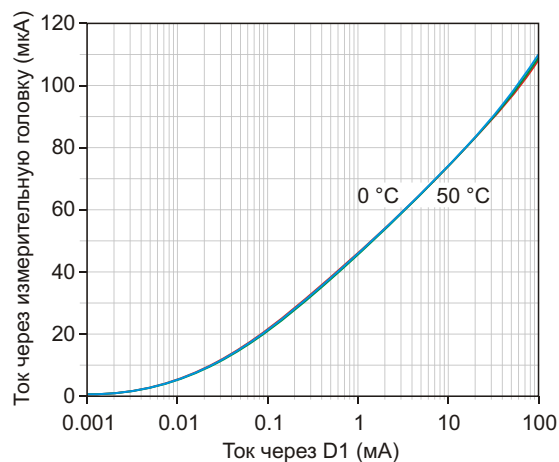


Рисунок 4.

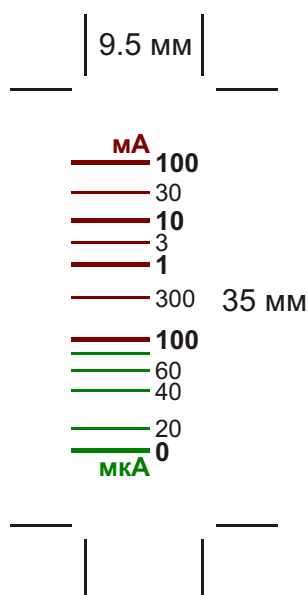


Рисунок 5.

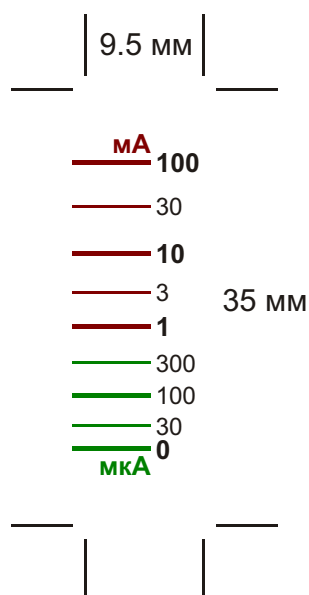


Рисунок 6.

Обратите внимание, что бóльшая часть шкалы теперь стала логарифмической, так как дополнительный диод эффективно подавил начальную линейную область. Однако теперь выбор диодов становится критичным, поскольку D2 должен иметь прямое напряжение чуть более низкое, чем D1, но при этом характеристики диодов должны быть согласованы. Обескураживающий вывод!

Призовем на помощь LTspice! Мне очень повезло, так как первая комбинация диодов, которую я моделировал – 10MQ060N в качестве D1 и BAT54 в качестве D2 – оказалась и самой подходящей. Оба дешевы, доступны и изначально моделируются в LTspice, поэтому я рекомендовал бы именно их. Пара диодов 10MQ060N работает почти одинаково (а вот пара BAT54 – нет). Комбинации из других устройств, в основном, демонстрировали худшую точность из-за более сильной зависимости от температуры, поэтому, прежде чем собирать схему, проверьте ее на модели. Если чувствительность и сопротивление измерителя вас устраивают, резистор R1 можно исключить. Обеспечьте тепловой контакт диодов D1 и D2, чтобы они отслеживали температуру друг друга.

Кремниевые диоды с p-n переходом обычно имеют очень прямолинейные зависимости $(\log I_F)/V_F$, а диоды Шоттки – нет. Это объясняется их конструкцией, которая по своей природе содержит более высокие последова-

тельные сопротивления, из-за которых при малых токах характеристика становится более линейной, чем логарифм, и тем, что очень часто они имеют охранные кольца, необходимые для управления градиентом потенциала, которые могут образовывать p-n диоды, параллельные собственно переходу Шоттки. Поэтому на практике логарифмический закон теряет точный характер, и зависит как от величины тока, так и от типа прибора. Таким образом, если для первого варианта схемы вполне подойдет диод, найденный вами в ящике стола (при неизбежных для этого погрешностях схемы), то второй вариант требует тщательного подбора диодов. Подробнее эта тема раскрыта в [2].

Выбор измерительной головки объясняется очень просто: у меня был целый ящик дешевых и древних приборов 100 мкА/1700 Ом со шкалой размером 35×14 мм. Этот тип очень распространен, компактен и практичен, однако его конструкция, линейность и соответствие делений шкалы реальным токам заставили бы призрак месье д'Арсонваля заплакать.

Калибровочные точки, использованные на Рисунке 5, были получены с помощью комбинаций последовательно включенных монитора, батареи, постоянных и переменных резисторов и цифрового мультиметра. Собственная шкала прибора была размечена в нужных точках, затем удалена и отска-

нирована. Это изображение служило шаблоном для окончательного варианта шкалы. Результаты моделирования были использованы при нанесении базовых точек для шкалы на Рисунке 6, и, несмотря на ужасную измерительную головку, они хорошо отражают реальность. Эти шкалы позволят вам сэкономить время, но не будут так точны, как те, которые вы сделаете самостоятельно с нуля. Кроме того, очевидно, что для разных измерительных приборов потребуются разные шкалы. В связи с тем, что разброс сопротивлений измерительных головок составляет $\pm 20\%$, его потребуется компенсировать подбором сопротивления R_1 . Обе шкалы учитывают нелинейность измерительной головки.

Заметьте, я назвал это устройство «монитор», а не «измеритель», так как последний термин, на мой взгляд, предполагает более высокий уровень точности. Тем не менее, теперь я использую его в большинстве своих разработок, и даже в производственном испытательном оборудовании, для выявления самых разных ошибок и проблем – от закороченных дорожек печатной платы до неправильно запрограммированных подтягивающих резисторов на выводах микроконтроллера. **РЛ**

Ссылки

1. [Shockley diode equation](#)
2. [Schottky diode](#)

Микроконтроллер управляет монитором батареи с помощью единственного вывода

Tommaso Angelino

Electronic Design

Внутренний АЦП микроконтроллера не мог правильно измерять напряжение собственной шины питания, поэтому была разработана измерительная схема на стандартных дискретных компонентах, управляемая единственным выводом микросхемы

Эта схема помогла решить проблему, возникшую при разработке портативного устройства на процессоре ARM Cortex-M0. Требовалось информировать пользователя о состоянии источника питания, состоящего из двух 1.5-вольтовых батарей типоразмера AA. Cortex-M0 работает до тех пор, пока номинальное напряжение 3.3 В не упадет до 2.0 В, а батарея AA считается разряженной, когда ее напряжение снизится до 1.1 В, и, таким образом, для питания процессора еще останется 2.2 В. Устройство, потреблявшее исключительно низкую мощность, могло работать при напряжении, просевшем до 2.2 В, поэтому предупреждать пользователя о необходимости замены батарей прежде, чем будет достигнут этот уровень, не требовалось.

На первый взгляд, простейшим способом измерения напряжения батареи было использование аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера. Однако в данном случае такое решение не годилось, поскольку, согласно технической документации на Cortex-M0, для правильной работы АЦП микроконтроллера требуется, чтобы напряжение его питания VDDA было больше 2.4 В. (Диапазон напряжений питания 3.3 В ... 2.0 В является допустимым для ядра ARM, но не для всей периферии). Тесты показывали хорошие результаты лишь тогда, когда напряжение VDDA было не ниже 2.65. Очевидным решением было взять другой микроконтроллер, скажем, маломощную версию того же прибора, но это означало необходимость переписывания и перепроверки кода, раз-

водки и изготовления новых печатных плат, и недопустимо увеличивало цену серийного изделия.

Вместо этого была разработана схема индикации состояния батарей, в которой использовалось несколько дискретных компонентов. Требовалось, чтобы монитор батареи:

- Использовал только один вывод микроконтроллера (важно для устройств с ограниченным числом выводов).
- Потреблял очень низкий ток в режиме ожидания.
- Использовал один и тот же вывод как для переключения из активного режима в режим ожидания, так и для считывания статуса батареи.

На Рисунке 1 показано, как с помощью единственного вывода PA0 микроконтроллер реализует различные функции контроля бата-

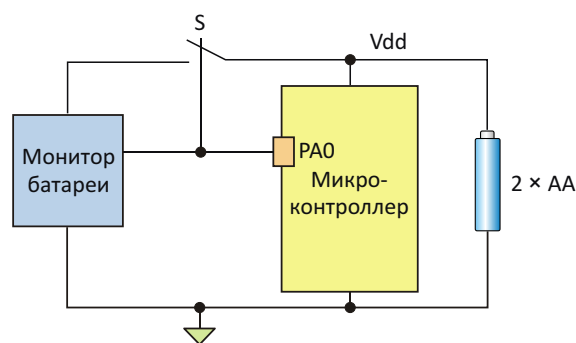


Рисунок 1. На упрощенной блок-схеме показана взаимосвязь функций схемы, управляемой единственным выводом микроконтроллера.

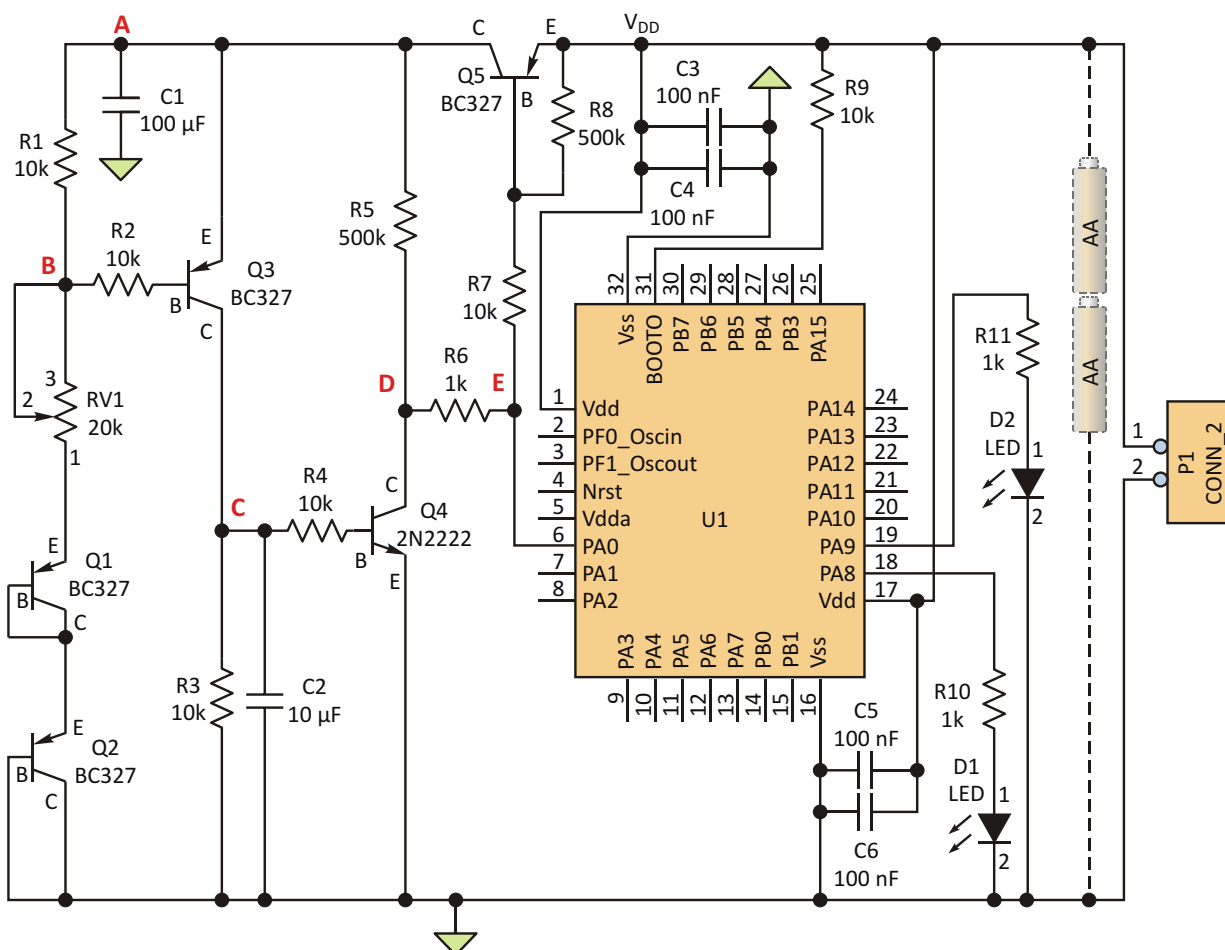


Рисунок 2. В схеме монитора батареи, управляемой одним выводом микроконтроллера, используются пять распространенных транзисторов и пассивные компоненты.

рей, управляя переключателем S для перехода из пассивного режима в активный, читая статус, предоставляемый Монитором батареи, и возвращаясь обратно из активного режима в режим ожидания.

Вся схема получает питание от двух элементов AA (Рисунок 2). Каждые n минут (или даже часов) микроконтроллер проверяет, превышает ли напряжение батареи уровень 2.2 В, или нет. Когда измерение напряжения микроконтроллеру не требуется, он устанавливает «лог. 1» на выводе PA0, и Q5 находится в выключенном состоянии. Этим гарантируется, что ток, потребляемый Монитором батареи (синий блок на Рисунке 1) будет очень низким, что крайне важно для портативных устройств. Измеренный в этом состоянии ток равен примерно 4 мкА.

Когда микроконтроллеру требуется узнать напряжение батареи, он на 20 мс выставляет уровень «лог. 0» на выводе PA0, открывая

транзистор Q5. Это время необходимо для заряда конденсатора C1 до напряжения, равного разности V_{DD} и напряжения насыщения транзистора Q5. По истечении 20 мс микроконтроллер переключает вывод PA0 в режим ввода, вследствие чего транзистор Q5 выключается, и на конденсаторе C1 в течение некоторого времени, зависящего от постоянной времени RC, сохраняется напряжение, равное V_{DD} .

Если V_{DD} больше 2.2 В, то напряжение база-эмиттер транзистора Q3 выше 0.7 В, и Q3 открыт. Это напряжение зависит от подстроенного резистора RV1 и включенных диодами транзисторов Q1, Q2. Регулировкой RV1 мы можем изменять величину напряжения в точке В и, соответственно, в точке А до уровня открывания транзистора, и обратно. При испытаниях схемы сопротивление резистора RV1 было выбрано равным 12 кОм. Затем, благодаря тому, что V_{DD} 2.2 В, Q3

включается, и уровень напряжения в точке С становится высоким, в то время как транзистор Q4, необходимый для того, чтобы изолировать цепочку R3, C2 от точки Е на те 20 мс, пока на выводе PA0 присутствует «лог. 0», инвертирует это напряжение, и уровень точки Е становится высоким. Таким образом, если $V_{DD} = 2.2$ В, на входе PA0 будет напряжение низкого уровня.

Через 50 мс после начала процедуры измерения микроконтроллер будет проверять состояние входа PA0, поэтому спустя 20 мс после установки «лог. 0» он переключает вывод PA0 в режим ввода. По истечении 50 мс (относительно начального момента времени) микроконтроллер считывает напряжение с входа PA0 (нижняя осциллограмма на Рисунок 3). Процедура заканчивается переключением PA0 в режим вывода и установкой на нем высокого логического уровня, выключающего транзистор Q5 и уменьшающего ток, потребляемый секцией Монитора батареи.

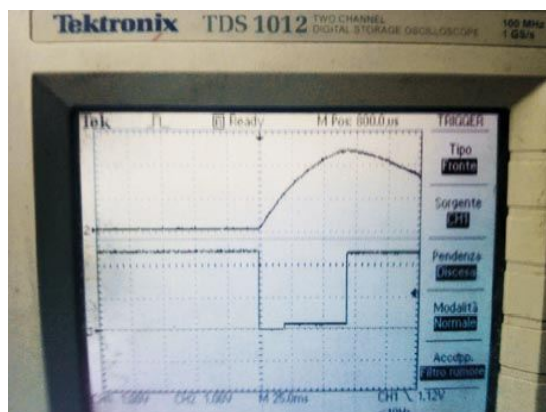


Рисунок 3. Нижний луч показывает выборку микроконтроллером напряжения на выводе PA0 через 50 мс после начала процедуры измерения при $V_{DD} = 2.2$ В. (Канал 1: 25 мс/дел по горизонтали, 1 В/дел по вертикали).

Теперь посмотрим, что будет происходить, если V_{DD} меньше 2.2 В. Как и в предыдущем случае, последовательность начинается с установки на 20 мс низкого уровня на выводе PA0 для включения транзистора Q5 и зарядки конденсатора C1.

Затем, микроконтроллер переключает PA0 в режим ввода, вследствие чего Q5 закрыва-

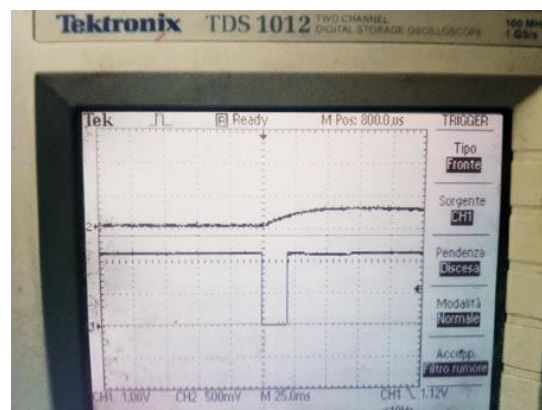


Рисунок 4. Нижний луч показывает выборку микроконтроллером напряжения на выводе PA0 через 50 мс после начала процедуры измерения при $V_{DD} < 2.2$ В. (Канал 1: 25 мс/дел по горизонтали, 1 В/дел по вертикали).

ется и дает возможность конденсатору C1 в течение некоторого времени сохранять напряжение V_{DD} . Но теперь V_{DD} меньше 2.2 В, и поэтому Q3 остается закрытым, так как напряжение база-эмиттер этого транзистора меньше 0.7 В, в то время как напряжение в точке С остается низким, а в точках D и Е становится высоким. Поэтому при $V_{DD} < 2.2$ В уровень напряжения на входе PA0 будет также высоким. Напомним, что выборку напряжения на выводе PA0 микроконтроллер будет производить через 50 мс после запуска процедуры измерений, как это видно из нижней осциллограммы на Рисунок 4.

Необходимо отметить, что сопротивления резисторов R1, R2, R3, R4 и R7 оптимизированы не для получения наилучших электрических характеристик, а для воспроизводимости устройства в условиях массового производства. Скоростные характеристики схемы можно улучшить, сократив время заряда конденсатора C1 с 20 мс до 5 мс, и выполняя выборку через 2...4 мс. Это снизит ток, потребляемый в активном режиме, что важно в том случае, если проверять состояние батареи требуется более часто.

Для проверки схемы можно использовать фрагмент кода, приведенный в конце статьи. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics STM32F030xx](#)

```
Init(GPIO,Clock,и т. д.);
void Test_BattMon(void)
{
```

```
    // Использование вывода PA0 для управления и выборки напряжения батареи
```

```

while(1)
{
    SetPA0Mode("OUT"); // PA0 в режим вывода
    ClrPA0;             // Установить низкий уровень на PA0
    Delay(20);          // Время 20 мс для заряда C1
    SetPA0Mode("IN");  // PA0 в режим ввода
    Delay(30);          // Задержка на 50 мс для выборки
    if(ReadPA0==High)   // Напряжение батареи меньше 2.2 В
        LedR_ON;        // Включить красный светодиод
    else                // Напряжение батареи больше 2.2 В
        LedG_ON;        // Включить зеленый светодиод
    SetPA0Mode("OUT"); // PA0 в режим вывода
    SetPA0;            // Установить высокий уровень на PA0

    Delay(1000);
    LedR_OFF;LedG_OFF;
}
}

```

Фильтр подавляет помеху 60 Гц

Adolfo Garcia

EDN

Изображенная на Рисунке 1 схема очищает от помехи 60 Гц слабые низкочастотные сигналы, потребляя не более 95 мкА от единственного источника питания 5 В.

Резисторы R_1 , R_2 , R_3 и конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 образуют классический двойной Т-мост, а микросхемы IC_1 и IC_2 обеспечивают местную и общую обратную связь. Доброт-

ность Q и характеристики подавления этого активного фильтра очень чувствительны к относительному согласованию сопротивлений резисторов и емкостей конденсаторов секции двойного Т-моста. Таблица 1 демонстрирует зависимость коэффициента подавления и добротности от сопротивления резистора R_Q .

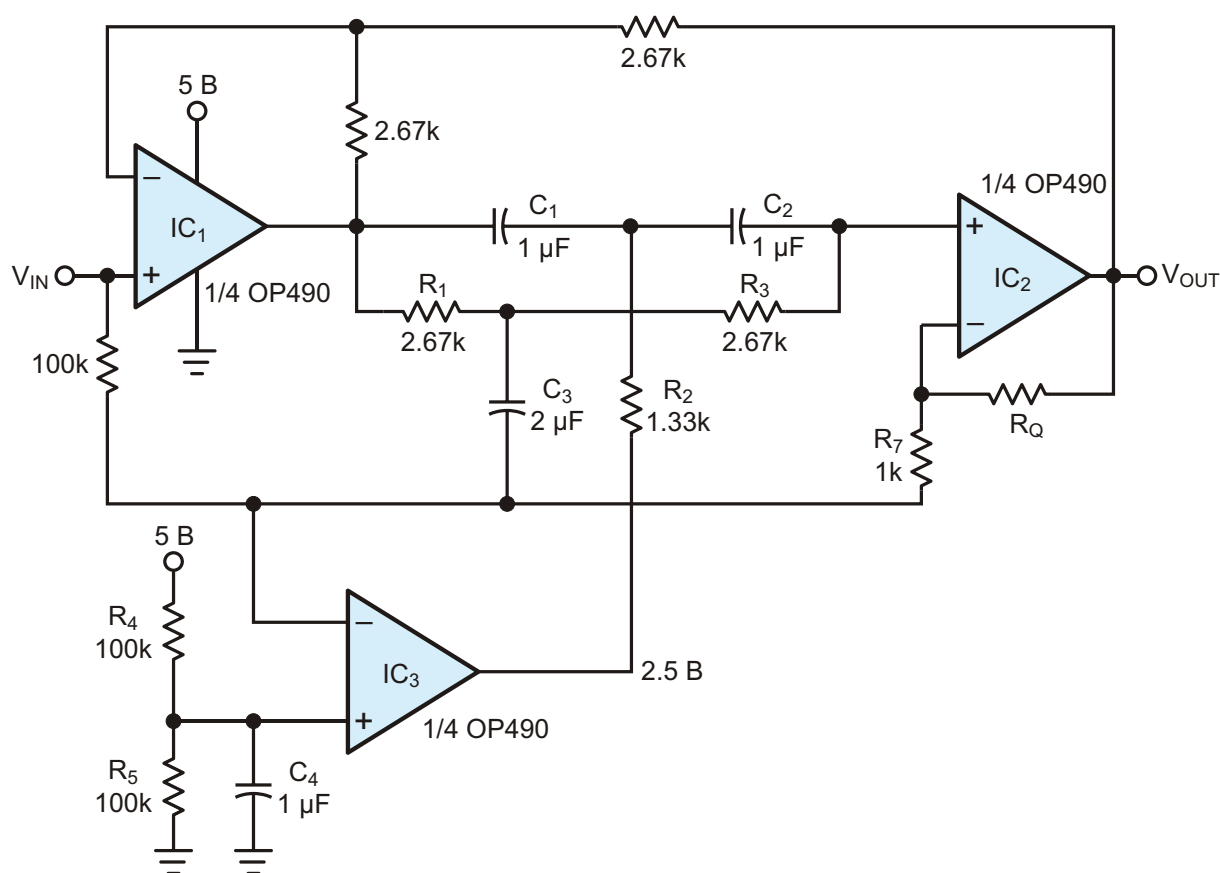


Рисунок 1. Этот режекторный фильтр подавляет помеху 60 Гц в низкочастотных сигналах.

Таблица 1. Зависимость коэффициента подавления фильтра на частоте 60 Гц и добротности от сопротивления резистора R_Q .

Q фильтра	R_Q (кОм)	Подавление (дБ)	V_{OUT}/V_{IN}
0.75	1	40	1.33
1.25	2	35	1.5
2.5	3	30	1.6
2.5	8	25	1.8
5	18	20	1.9
10	38	15	1.95

R_4 , R_5 , C_4 и IC_3 образуют низкоимпедансный опорный источник, смещающий IC_1 и секции двойного Т-моста на половину напряжения питания.

Чтобы настроить фильтр на 60 Гц, выберите такое значение Q , которое обеспечит достаточное ослабление без чрезмерных потерь полезных низкочастотных сигналов, частоты которых могут располагаться вблизи частоты подавления фильтра. Сопротивление R_Q вычисляется как

$$R_Q = (4Q - 2)R_7.$$

Коэффициент усиления выходного каскада рассчитывается как для обычного неинвертирующего усилителя:

$$A = 1 + \frac{R_Q}{R_7} = 4Q - 1,$$

а общее усиление полосового режекторного фильтра выше и ниже частоты подавления выражается как

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{2A}{1 - A}.$$

Если потребуется дополнительное подавление, секции фильтра можно каскадировать. Имейте в виду, что при этом, возможно, вам придется видоизменить схему, чтобы учесть внеполосное усиление. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices OP490](#)

Увеличение крутизны спада фильтра Салена-Ки

Doug Glenn

EDN

Широко известный активный фильтр Салена-Ки является одним из основных элементов аналоговой схемотехники. В этой статье показано, как, добавив несколько пассивных компонентов, можно увеличить скорость спада характеристики. Типичная реализация в варианте трехполюсного фильтра нижних частот показана на Рисунке 1а. В процессе работы вы подбираете соотношение емкостей конденсаторов C_1 и C_2 , чтобы получить максимальный отклик для двух полюсов, находящихся внутри петли обратной связи. Этот отклик компенсирует начальный спад в третьем полюсе, образованном входной сек-

цией R_3 , C_3 . На Рисунке 1б входная секция R_3 , C_3 заменена двойным Т-образным режекторным фильтром. Частота режекции

$$F = \frac{1}{2 R_4 C_4}$$

приблизительно равна удвоенной требуемой частоте среза.

Выберите величину R_4 , равной примерно от одной трети до одной четверти сопротивления R_1 , а затем скорректируйте R_4 так, чтобы иметь возможность использовать кон-

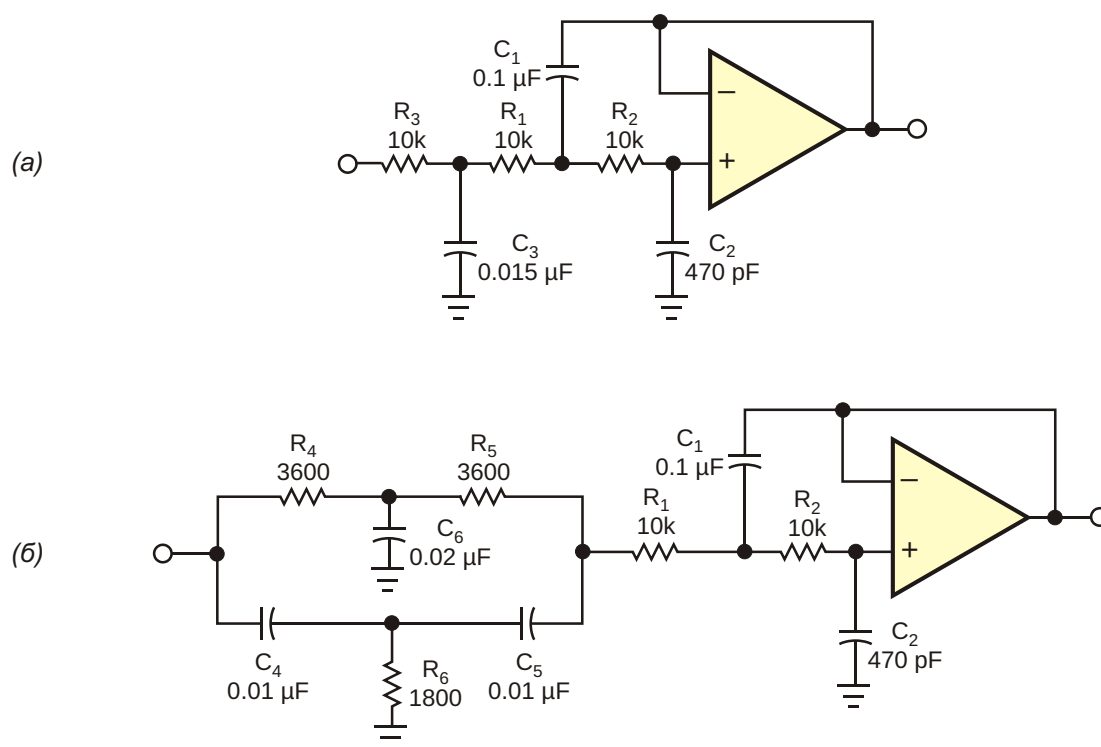


Рисунок 1. Добавление двойной Т-образной цепи (б) существенно увеличивает крутизну спада частотной характеристики схемы (а).

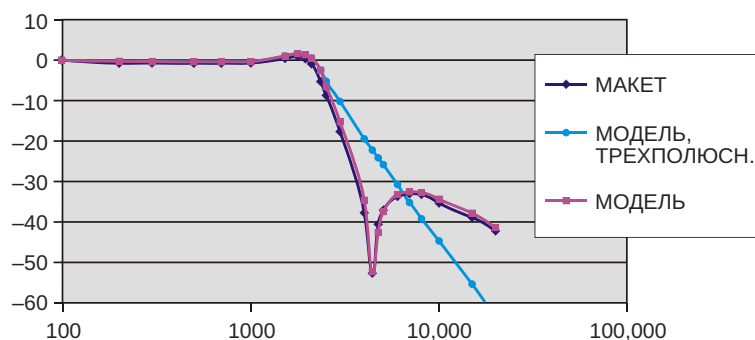


Рисунок 2. Фильтр с увеличенной скоростью спада приобретает квазиэллиптический характер.

денсаторы из стандартного ряда емкостей. Зависимость на Рисунке 2 показывает, что скорость спада передаточной функции увеличилась, а сама функция приобрела квазиэллиптический характер. В макете схемы, изображенной на Рисунке 1б, использовались компоненты с 5-процентным допуском. Результаты измерений показали хорошее

совпадение с результатами SPICE-моделирования. Чтобы воспользоваться преимуществами быстрого спада, просто смасштабируйте частоту среза и импеданс в соответствии с требованиями вашего приложения. Точно так же работает версия-двойник этой схемы, трансформированной в фильтр верхних частот. **РЛ**

Простой малопотребляющий детектор пересечения нуля

C Castro-Miguens, M Pérez Suárez, JB Castro-Miguens

EDN

Существует немало описаний схем детекторов пересечения нуля, используемых в сетях 50 и 60 Гц. Несмотря на многочисленность предлагаемых вариантов, многие из них не лишены серьезных недостатков. В этой статье показана схема, содержащая всего несколько общедоступных компонентов и обеспечивающая хорошие характеристики при низком потреблении мощности.

В изображенной на Рисунке 1 схеме на выходе V_O формируется сигнал с нарастающими фронтами, синхронизированными с моментами пересечения нуля сетевым напряжением V_{AC} . Схему легко изменить так, чтобы этот сигнал синхронизировался со спадающими фронтами V_{AC} .

Схема работает следующим образом. При пересечении нуля напряжением V_{AC} ток через конденсатор и светодиод оптрона HCPL-4701 описывается приведенным ниже

Выражением 1. Выражение 2 отражает стандартную взаимосвязь между радианами в секунду и герцами, а также вводит определение переменной $V_i(t)$. Выражения 3 и 4 представляют собой упрощенную форму Выражения 1. В связи с тем, что падение напряжения на светодиоде практически постоянно, производная этого напряжения по времени равно нулю.

$$\begin{aligned} I_C(t) &= I_{LED}(t) = C \frac{d}{dt} V_i(t) - V_{LED} \\ C \frac{d}{dt} V_i(t) &= C V_{AC PK} \cos(\omega t) \\ I_C(0) &= C V_{AC PK} \end{aligned} \quad (1)$$

где

$$\omega = 2 \pi f_{AC}$$

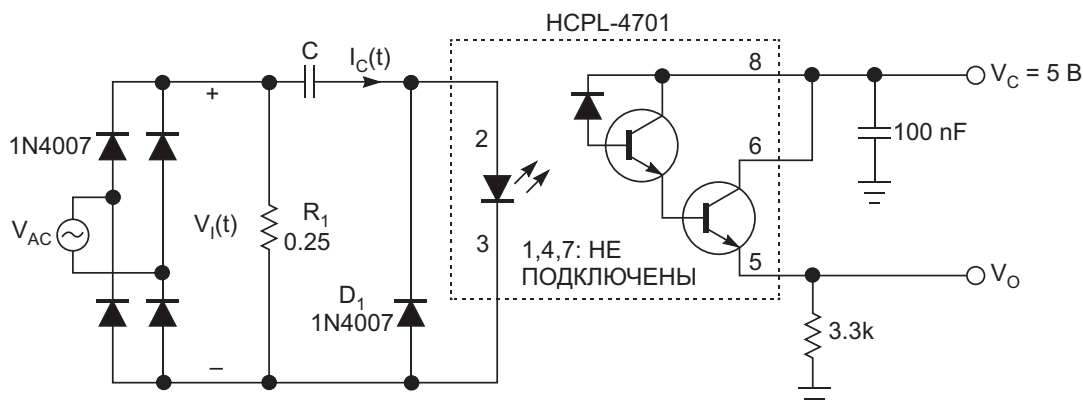


Рисунок 1. Детектор пересечения нуля сделан на нескольких компонентах и потребляет очень небольшую мощность. Нарастающие фронты сигнала V_O совпадают с моментами пересечения нуля сетевым напряжением V_{AC} .

и

$$V_i(t) = |V_{AC}(t)| = |V_{AC-PK} \sin(t)|. \quad (2)$$

$$C \frac{d}{dt} V_i(t) = V_{LED} \quad (3)$$

$$C \frac{d}{dt} V_i(t) = C \frac{d}{dt} V_{LED} = C \frac{d}{dt} V_i(t),$$

поскольку

$$C \frac{d}{dt} V_{LED} = 0 \quad (4)$$

(так как V_{LED} – приблизительно константа).

Пиковое значение протекающего через светодиод тока зависит от емкости конденсатора C , поэтому выбирать величину этой емкости вы должны такой, чтобы в начальный момент времени для данного минимального значения напряжения питания интенсивность излучения светодиода превышала пороговый уровень переключения оптрона. В случае использования оптрона HCPL-4701 этот ток равен 40 мкА.

Диод D_1 не только создает цепь разряда конденсатора, но и защищает светодиод от обратного напряжения. Максимально допустимое обратное напряжение на входе HCPL-4701 равно 2.5 В.

Резистор R_1 включен для того, чтобы разряжать накапливаемую конденсатором энергию в последней фазе каждого цикла $V_i(t)$, когда ток $I_C(t) < 0$ (Рисунок 1). Его максимальное значение ограничено емкостью конденсатора, пиковым значением напряжения питания $V_{AC-PEAK}$ и максимально допустимым временем задержки t_{DELAY} между нарастающим фронтом тока светодиода и соответствующим моментом пересечения нуля сетевым напряжением (Рисунок 2). Минимальное значение ограничено максимально допустимой мощностью рассеяния резистора R_1

$$\frac{V_{AC-RMS}^2}{R_1}.$$

Посмотрим, как достичь практического компромисса.

В Таблице 1 показаны времена задержки t_{DELAY} нарастающих фронтов тока светодиода и рассеиваемая мощность для трех различ-

Таблица 1. Задержка переднего фронта импульса тока светодиода при разных значениях R_1

R_1	t_{DELAY} (мкс)	V_{AC}^2 с.к.з./ R_1 (мВт)
470 кОм	60	112.5
820 кОм	100	64.5
4.7 МОм	450	11.2

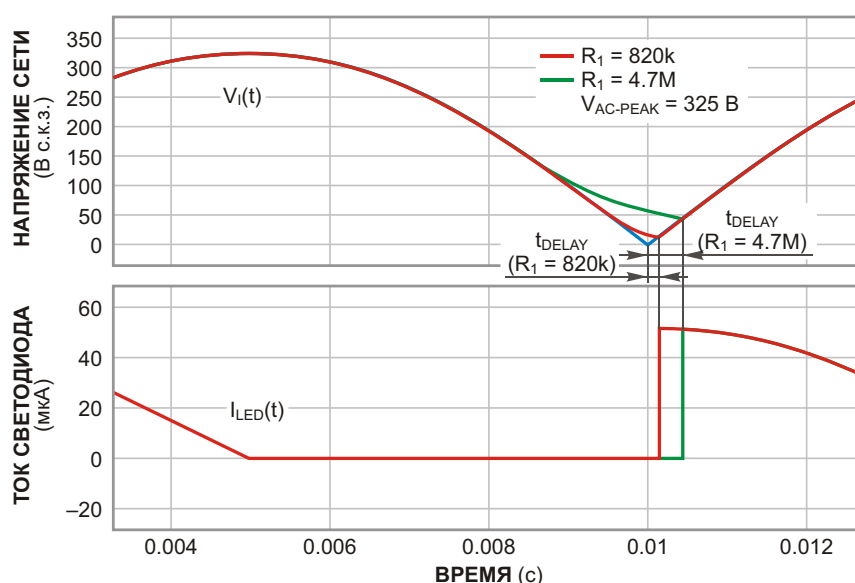


Рисунок 2. Зависимость тока светодиода от входного сетевого напряжения при различных сопротивлениях резистора R_1 . Показано время задержки между моментом пересечения нуля и током светодиода.

ных сопротивлений резистора R_1 . Обратите внимание, что время задержки передних фронтов V_O относительно моментов пересечения нуля сетевым напряжением V_{AC} должно включать дополнительную задержку, вносимую оптроном. Типовое время задержки распространения в оптроне HCPL-4701 равно 70 мкс.

На основе приведенной выше информации были получены следующие практические значения C и R_1 :

- Для $V_{AC} = 230$ В с.к.з. $\pm 20\%$ (Рисунок 3): $C = 0.5$ нФ/400 В (металлопленочный лавсановый МКТ-НҚ 370), $R_1 = 560$ кОм/0.25 Вт, $t_{DELAY} = 114$ мкс (задержка между передним фронтом V_O и моментом пересечения нуля напряжением V_{AC}) и $P = 100$ мВт (средняя мощность, потребляемая от сети).

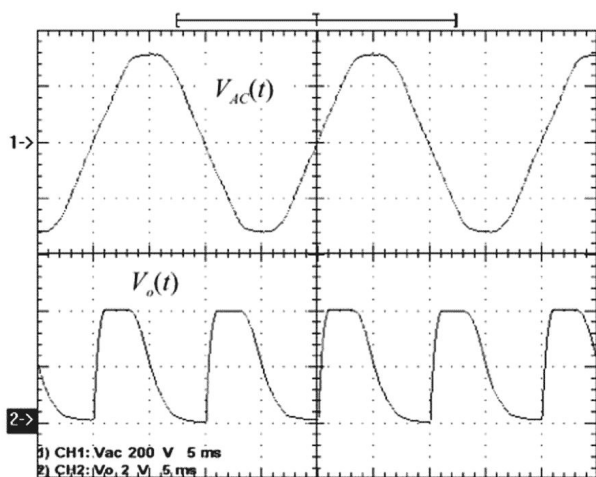


Рисунок 3. Практические результаты для $V_{AC} = 230$ В с.к.з., $C = 0.5$ нФ и $R_1 = 560$ кОм.

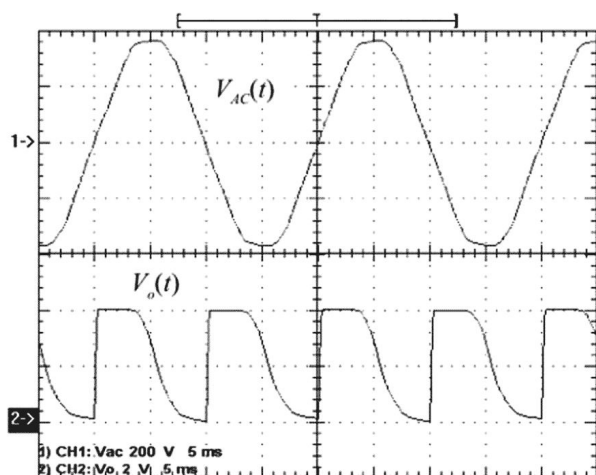


Рисунок 4. Практические результаты для $V_{AC} = 115$ В с.к.з., $C = 1$ нФ и $R_1 = 220$ кОм.

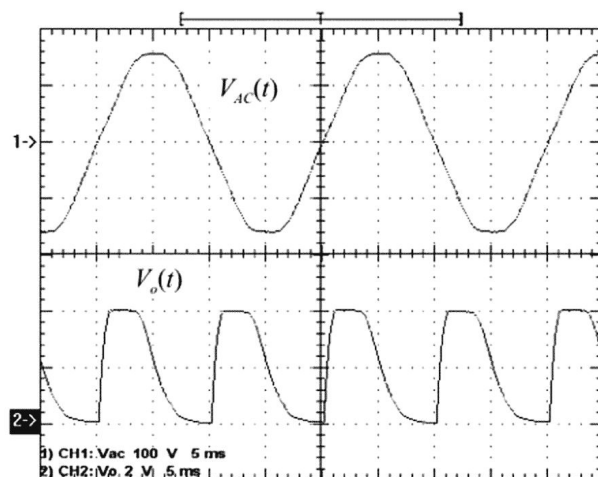


Рисунок 5. Практические результаты для $V_{AC} = 267$ В с.к.з., $C = 1$ нФ и $R_1 = 220$ кОм.

- Для $V_{AC} = 115$ В с.к.з. $\pm 20\%$ (Рисунок 3): $C = 1$ нФ/200 В, $R_1 = 220$ кОм/0.25 Вт, $t_{DELAY} = 130$ мкс (задержка между передним фронтом V_O и моментом пересечения нуля напряжением V_{AC}) и $P = 65$ мВт (средняя мощность, потребляемая от сети).

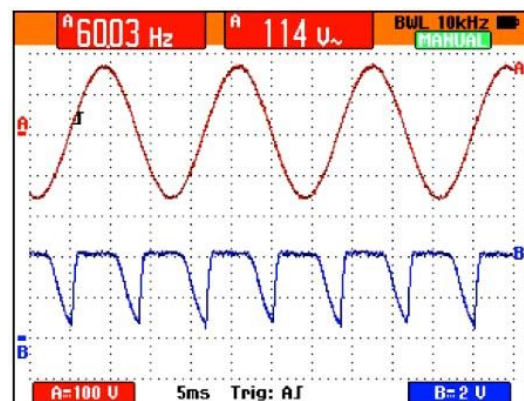


Рисунок 6. Практические результаты для $V_{AC} = 114$ В с.к.з., $C = 1$ нФ и $R_1 = 560$ кОм.

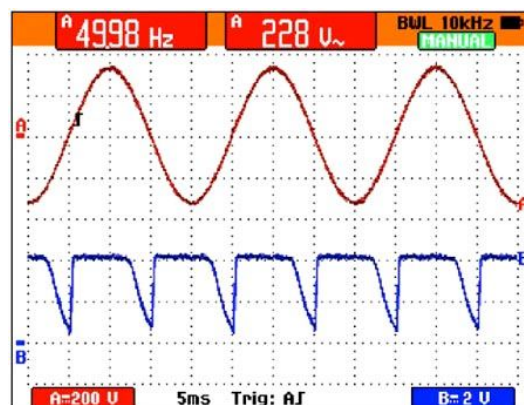


Рисунок 7. Практические результаты для $V_{AC} = 228$ В с.к.з., $C = 1$ нФ и $R_1 = 560$ кОм.

- Для работы в диапазоне от 80 до 280 В с.к.з.: $C = 1 \text{ нФ/400 В}$ и $R_1 = 330 \text{ кОм/0.25 Вт}$.

На Рисунке 5 показаны осциллограммы напряжений в схеме при $V_{AC} = 267 \text{ В с.к.з.}$, $C = 1 \text{ нФ}$ и $R_1 = 220 \text{ кОм}$. Дополнительные результаты представлены Рисунками 6 и 7.

Обратите внимание, что при настройке ограничителя, как и при работе с любым дру-

гим устройством, подключаемым непосредственно к сети, необходимо проявлять особую осторожность. Учитывайте эту специфику схемы и при конструировании печатной платы. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Avago Technologies HCPL-4701](#)

Изолированному обратноходовому преобразователю с входным напряжением 560 В не нужны оптроны

George Qian, Linear Technology

Design Note 559

Введение

В обычных высоковольтных изолированных обратноходовых преобразователях точное регулирование выходного напряжения выполняется с использованием оптоизоляторов, передающих сигналы обратной связи с вторичной стороны схемы на первичную. Проблема состоит в том, что задержка распространения, старение и изменение усиления оптронов значительно усложняют частотную компенсацию петли обратной связи и

могут стать причиной снижения надежности устройства. Кроме того, для питания микросхемы в первый момент времени после включения требуются либо высоковольтная схема запуска, либо резистор предварительной нагрузки. А если в схему не добавить дополнительный высоковольтный MOSFET, этот резистор будет источником нежелательных потерь мощности.

Микросхема LT8315 представляет собой высоковольтный обратноходовой преобразователь с внутренним ключом 630 В/300 мА.

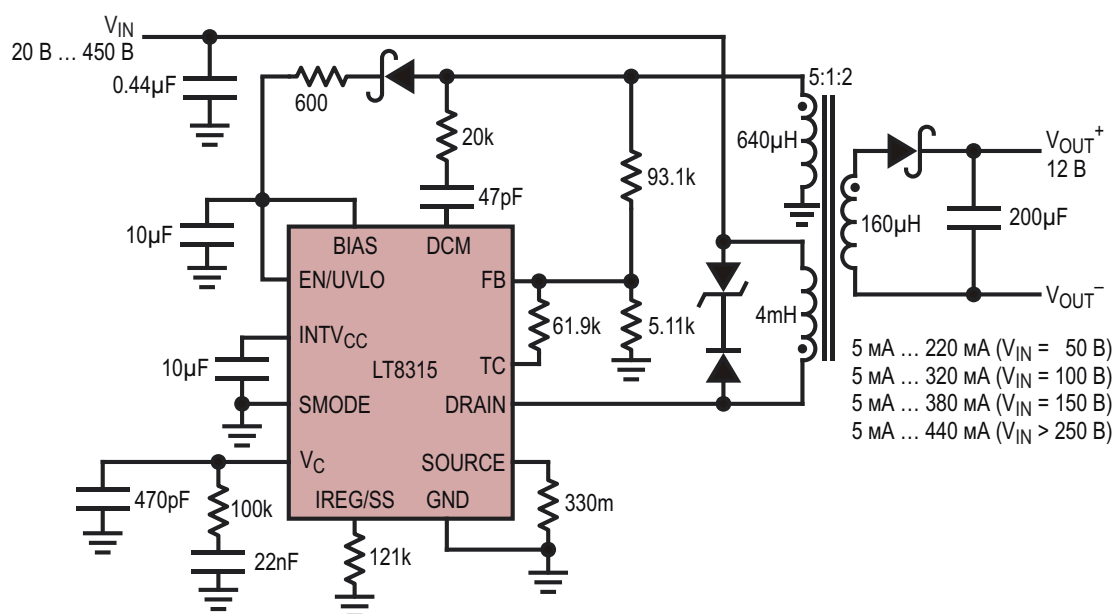


Рисунок 1. Полная схема 12-вольтового изолированного обратноходового преобразователя для широкого диапазона входных напряжений от 20 В до 450 В.

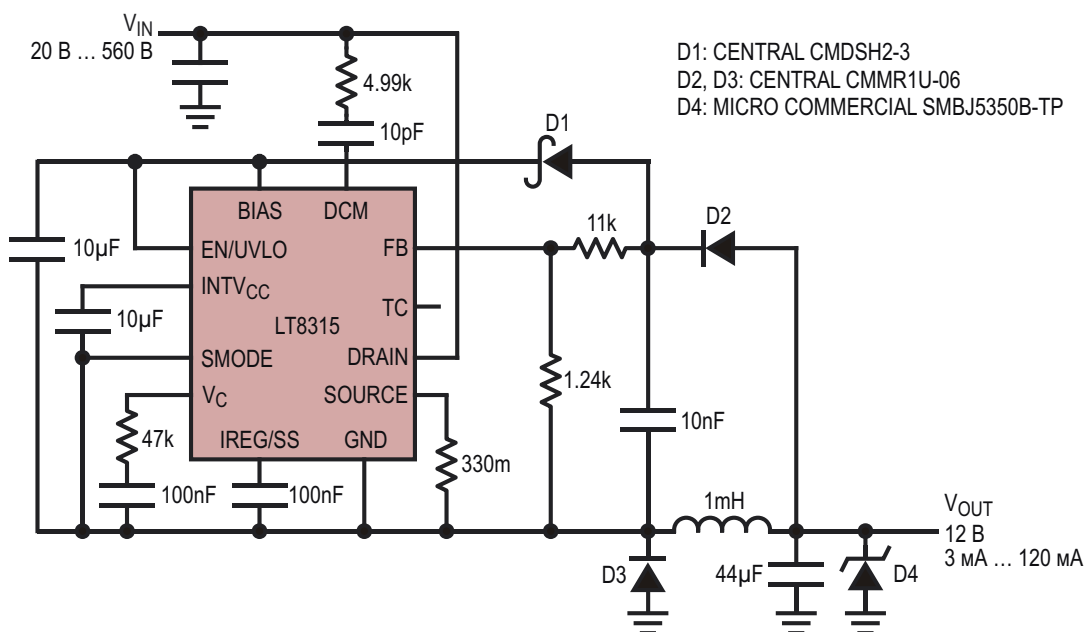


Рисунок 3. Схема неизолированного понижающего преобразователя: входное напряжение 20 В ... 560 В, выходное напряжение 12 В при токе нагрузки 120 мА.

LT8315 не требует использования оптоизоляторов, сложных опорных схем на вторичной стороне, элементов запуска и внешнего высоковольтного MOSFET.

Простота и совершенство характеристик

В 20-выводном корпусе TSSOP микросхемы LT8315, четыре вывода в котором удалены для увеличения высоковольтного изолирующего промежутка, интегрированы 630-вольтный MOSFET и схема управления. Получая сигнал обратной связи с третьей обмотки трансформатора, микросхема не нуждается в оптоизоляторе. Выходное напряжение задается двумя внешними резисторами и необязательным третьим резистором температурной компенсации. Работа в режиме критической проводимости позволяет достичь отличной стабильности выходного напряжения по нагрузке. Поскольку измерение выходного напряжения происходит в те моменты, когда ток вторичной стороны почти равен нулю, какие-либо внешние резисторы или конденсаторы компенсации не требуются. В результате решения на микросхеме LT8315 содержат небольшое количество компонентов, существенно упрощая конструирование изолированных обратных преобразователей.

На Рисунке 1 показана полная схема обратного преобразователя с широким диапазоном входных напряжений от 20 В до 450 В. Схема с высокой точностью стабилизирует выходное напряжение 12 В, а ток нагрузки может меняться от 5 мА до значений, превышающих 440 мА. Максимальный выходной ток увеличивается с ростом входного напряжения и может достигать 440 мА, когда входное напряжение превысит 250 В. КПД этого обратного преобразователя равен 85%. Несмотря на отсутствие оптоизолятора, качество стабилизации, как по нагрузке, так и по входному напряжению, остается высоким (Рисунок 2).

Внутренний MOSFET в режиме обеднения для запуска схемы

В микросхеме LT8315 имеется внутренний нормально открытый MOSFET, работающий в режиме обеднения с отрицательным напряжением порога. При включении схемы этот MOSFET до 12 В заряжает подключенный к выводу INTV_{CC} конденсатор, тем самым обеспечивая LT8315 питанием для начала работы генератора. В результате отпадает необходимость во внешнем резисторе предварительной нагрузки или других компонентах поддержки запуска. Когда заряд конденсатора на входе INTV_{CC} заканчивается, для снижения рассеиваемой мощности MOSFET с обедненным каналом выключается.

Низкий ток потребления

Обычно для LT8315 требуется небольшая предварительная нагрузка выхода, которая со стороны входа воспринимается как дополнительный ток, потребляемый микросхемой. При очень легких нагрузках LT8315 снижает частоту переключения, сохраняя при этом ток на минимальном уровне, достаточном для правильного измерения выходного напряжения. Типичное минимальное значение частоты переключения составляет примерно 3.5 кГц. При включении режима ожидания происходит дальнейшее снижение минимальной частоты в 16 раз до 220 Гц, и собственный ток потребления уменьшается до ультранизких значений.

Обычно в режиме ожидания на предварительную нагрузку расходуется менее 0.1% от полной выходной мощности, а ток потребления остается ниже 100 мкА, что весьма важно для обеспечения высокого КПД постоянно включенных систем.

Неизолированный понижающий преобразователь

Благодаря способности LT8315 работать при высоком входном напряжении, микросхеме очень легко использовать в неизолированных решениях. В отличие от изолированных, неизолированным преобразователям не нужны трансформаторы, вместо которых в качестве индуктивного компонента используются сравнительно недорогие стандартные дроссели.

При построении неизолированных понижающих преобразователей вывод земли LT8315 подключается к узлу коммутации с меняющимся напряжением. Уникальная схема измеряет выходное напряжение только в те моменты, когда узел коммутации подключен к земле, что упрощает конструкцию понижающего преобразователя (Рисунок 3). Дiode D2 и два резистора на входе FB образуют цепь обратной связи.

Показанная на Рисунке 3 схема неизолированного понижающего преобразователя обеспечивает нагрузку стабилизированным выходным напряжением 12 В при очень широ-

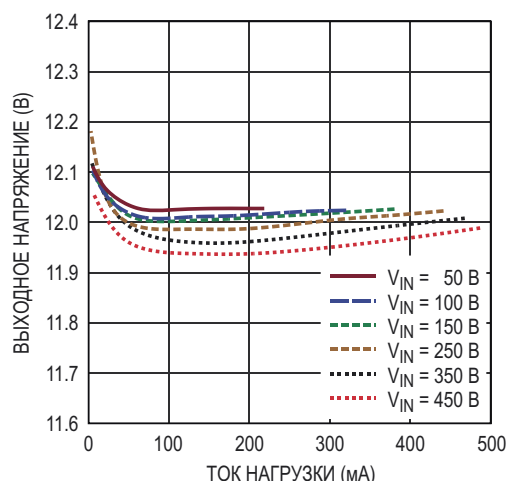


Рисунок 2. Зависимости выходного напряжения от тока нагрузки для разных входных напряжений.

ком диапазоне входных напряжений от 20 В до 560 В. КПД схемы может достигать 85%.

Заключение

LT8315 работает в широком диапазоне напряжений от 18 В до 560 В, отдавая на изолированном выходе мощность до 15 Вт. Не нуждающаяся в оптоизоляторе микросхема имеет низкий ток потребления и реализует множество функций, среди которых режим генерации пачек (Burst Mode) с низким уровнем пульсаций, мягкий запуск, программируемый порог ограничения тока, блокировка при недостаточном входном напряжении и температурная компенсация прямого напряжения выходного диода.

Высокий уровень интеграции упрощает разработку эффективных и простых решений в широком диапазоне приложений — от приборов с батарейным питанием до источников питания автомобильных, промышленных, медицинских и телекоммуникационных устройств, а также изолированных вспомогательных систем электропитания, в частности, бытового назначения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT8315](#)
2. [Datasheet Central Semiconductor CMDSH2-3](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMMR1U](#)
4. [Datasheet MCC SMBJ5350B](#)



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)



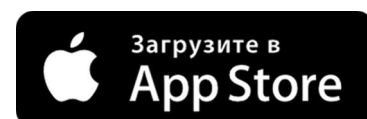
ANDROID »
GOOGLE PLAY



<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.