



56 Пассивная схема
контроля сигналов
цифрового аудио

44 Компаратор на основе
операционного усилителя.
Плюсы и минусы

26 Почему обмотки дросселя
обратноходового преобразователя
могут иметь разное число витков.
Часть 2

50 **170-ВАТТНЫЙ УДВОИТЕЛЬ НАПРЯЖЕНИЯ
НА ПЛАТЕ РАЗМЕРОМ 23 X 16.5 ММ**





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

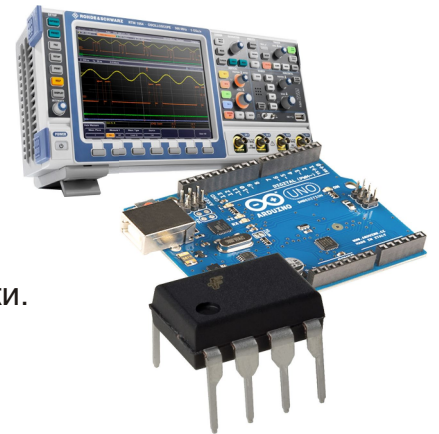


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Гаврилюк
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 Analog Devices начала серийное производство трехканального контроллера синхронных DC/DC преобразователей с потребляемым током 28 мкА
- 5 Ультратонкий TVS диод фирмы Diodes обеспечит защиту интерфейсов USB 3.1/3.2 и Thunderbolt 3
- 6 Новая микросхема управления питанием отвечает требованиям автомобильных стандартов ISO 26262 / ASIL-D
- 7 Integra Technologies анонсирует выпуск согласованного 50-ваттного GaN/SiC транзистора для диапазона частот 5-6 ГГц
- 7 Allegro выпускает новую микросхему трехфазного драйвера MOSFET с интегрированным LDO стабилизатором
- 8 Новый мощный интегральный оптомистор компании Vishay снизит затраты на проектирование
- 9 Toshiba начинает продажи новых 100-вольтных MOSFET для промышленных приложений
- 9 Diodes выпускает семейство супервизоров питания с программируемой задержкой
- 10 Alpha and Omega Semiconductor анонсирует MOSFET новейшего поколения
- 11 Усовершенствованная система управления аккумуляторными батареями компании Maxim сделает автомобиль будущего более безопасным и умным
- 12 Analog Devices предлагает законченное решение для системы бесперебойного питания на основе ионисторов
- 14 Toshiba внедряет КМОП технологию в усилители для автомобильных аудиосистем
- 15 Performance Motion Devices запускает в производство инновационную микросхему регулятора скорости и вращающего момента электродвигателей
- 16 Power Integrations выпускает семейство высокоэффективных драйверов светодиодов с низким потреблением в режиме покоя
- 17 Texas Instruments представляет самые миниатюрные в отрасли модули DC/DC преобразователей с выходными токами 1 А
- 18 Новые низкопрофильный драйверы светодиодов Diodes найдут применение в приложениях торцевой подсветки
- 19 Крошечные, но могучие: Texas Instruments выпускает на рынок самые миниатюрные в мире операционные усилители
- 20 Analog Devices выпустила 150-вольтный контроллер синхронного понижающе-повышающего преобразователя с интегрированным импульсным источником смещения
- 22 Diodes анонсировала выпуск высокоэффективного контроллера синхронного выпрямителя
- 23 Nexperia выпускает семейство делителей частоты в миниатюрных корпусах с одним выходом
- 24 VCC представляет новую серию светодиодных сенсорных дисплеев

Статьи

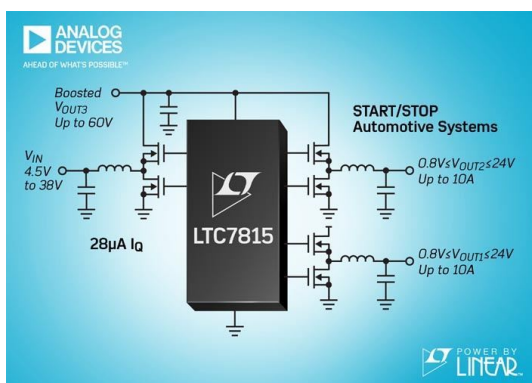
- 26 Почему обмотки дросселя обратного преобразователя могут иметь разное число витков. Часть 2
- 30 ВЫСОКОТЕХНОЛОГИЧНАЯ РОССИЯ. Волоконно-оптические трансиверы компании «Файбер Трейд». Часть 2
- 36 Универсальный драйвер реле и соленоидов для любых напряжений питания
- 40 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Некоторые технологические достижения в электронике 1956 года
- 44 Компаратор на основе операционного усилителя. Плюсы и минусы
- 48 Измерение стабильности генератора на основе логического элемента

Схемы

- 50 170-ваттный удвоитель напряжения на плате размером 23 x 16.5 мм
- 53 Цифровой интерфейс ввода/вывода, совместимый с различными логическими уровнями
- 56 Пассивная схема контроля сигналов цифрового аудио
- 58 Внешние компоненты обеспечивают истинное выключение повышающего преобразователя
- 60 Простой ИК передатчик на основе последовательного порта ПК
- 62 Контроль и управление последовательностью включения питания систем на кристалле
- 65 Каскадный каскад на MOSFET расширяет диапазоны входных и выходных напряжений повышающего преобразователя
- 68 Одна линия порта управляет двойным светодиодом
- 70 Модуляция некоррелированным шумом улучшает характеристики АЦП
- 74 Транзисторная схема задержки включения защиты от перегрузки

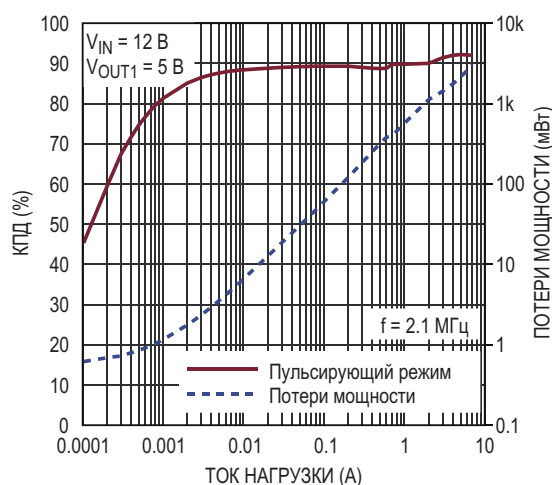
Analog Devices начала серийное производство трехканального контроллера синхронных DC/DC преобразователей с потребляемым током 28 мкА

Analog Devices сообщила о выпуске новой микросхемы Power by Linear LTC7815 – высокочастотного (до 2.25 МГц) трехканального контроллера двух понижающих и одного повышающего синхронных DC/DC преобразователей, обеспечивающего стабилизацию напряжений на всех выходах во время холодного запуска автомобильного двигателя. При повторном или холодном запуске двигателя автомобиля напряжение 12-вольтовой аккумуляторной батареи может проседать до 4 В, приводя к сбросу информационно-развлекательных систем и других электронных устройств, работающих при напряжениях питания от 5 В и выше. Использование высокоэффективного синхронного повышающего преобразователя для питания двух понижающих преобразователей исключает проседание выходного напряжения при снижении напряжения аккумуляторной батареи. Эта функция полезна в автомобильных старт-стопных системах, для экономии топлива выключаящих двигатель на время остановок. В то же время понижающие контроллеры могут питаться от внешних входных напряжений. В этом случае микросхема становится трехканальным контроллером общего назначения.



Запуск LTC7815 гарантируется при входном напряжении от 4.5 В до 38 В, после чего режим стабилизации может поддерживаться при снижении напряжения вплоть до 2.5 В. Синхронный повышающий преобразователь, рассчитанный на стабилизацию выходных напряжений до 60 В, способен работать с постоянно открытым синхронным ключом со 100-процентным коэффициентом заполнения, пропуская через себя входное напряже-

ние, когда оно достаточно высоко, чтобы снизить шумы и увеличить КПД. Выходные напряжения двух понижающих преобразователей программируются в диапазонах от 0.8 В до 24 В, при этом КПД всей системы достигает 95%. Минимальное время включения 45 нс обеспечивает высокие коэффициенты понижения, в то время как частота переключения 2 МГц дает возможность работать вне чувствительных к помехам частотных диапазонов, таких как АМ радио, а также использовать внешние компоненты меньших размеров.



Зависимость КПД и потерь мощности от выходного тока.

LTC7815 может конфигурироваться для работы в пульсирующем режиме (Burst Mode), ток потребления в котором при отключенной нагрузке снижается до 28 мкА на канал (38 мкА, когда включены все три преобразователя), что очень полезно для сохранения заряда батарей в постоянно включенных системах. Интегрированные мощные драйверы N-канальных MOSFET с выходными сопротивлениями 1.1 Ом минимизируют потери переключения и способны обеспечивать выходные токи более 10 А на канал, ограниченные только внешними компонентами. Следует также добавить, что выходной ток каждого преобразователя измеряется либо по величине напряжения, падающего на внутреннем сопротивлении дросселя (DCR), либо с помощью отдельного токоизмерительного

резистора. Используемая в LTC7815 архитектура с обратной связью по току и фиксированной частотой переключения предоставляет возможность выбора между внутренним генератором, работающем на частотах от 320 кГц до 2.25 МГц, и внешним источником синхронизации того же частотного диапазона.

Помимо перечисленных узлов, контроллер содержит внутренний LDO стабилизатор, предназначенный для питания микросхемы и управления затворами, цепь отслеживания выходного напряжения и управления мягким запуском, выход сигнала «Питание в норме» и вход внешнего напряжения питания. Точность источника опорного напряжения в диапазоне температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ составляет $\pm 1\%$.

LTC7815 выпускается в 38-выводном корпусе QFN с размерами 5 мм × 7 мм. Доступны версии для работы в расширенном и промышленном диапазонах температур от -40 до $125\text{ }^{\circ}\text{C}$, а также высокотемпературная версия для температур от -40 до $150\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Сводка основных характеристик LTC7815

- Два контроллера понижающих преобразователей и один контроллер повышающего преобразователя;
- Широкий диапазон входных напряжений:
 - от 4.5 В до 38 В во время запуска,
 - от 2.5 В до 38 В после запуска;

- Низкий собственный ток потребления при отсутствии нагрузки: 28 мкА;
- Выходное напряжение повышающего преобразователя до 60 В;
- Возможность работы с постоянно открытым (коэффициент заполнения 100%) синхронным ключом повышающего преобразователя;
- Диапазон выходных напряжений понижающего преобразователя: 0.8 В ... 24 В;
- Фиксированная рабочая частота от 320 кГц до 2.25 МГц;
- Внешняя синхронизация от генератора импульсов с частотой от 320 кГц до 2.25 МГц;
- КПД до 95%;
- Интегрированные драйверы всех внешних N-канальных MOSFET;
- Измерение тока по падению напряжения на внешнем резисторе или на сопротивлении дросселя;
- Слежение за выходным напряжением или мягкий запуск.

Цена и доступность

В настоящее время доступны как инженерные образцы, так и промышленные партии новых контроллеров. В лотах из 1000 приборов цена одной микросхемы начинается от \$4.35.

Ультракомпактный TVS диод фирмы Diodes обеспечит защиту интерфейсов USB 3.1/3.2 и Thunderbolt 3

Компания Diodes объявила о выпуске самого совершенного в своей линейке продуктов ограничителя напряжения (TVS диода) DESD3V3Z1BCSF-7. Новый прибор предназначен для защиты от электростатических



разрядов и бросков напряжения высокоскоростных входных и выходных портов современных систем на кристалле (СнК) с дифференциальными сигнальными линиями, работающими на частотах 5 ГГц и выше. DESD3V3Z1BCSF-7 незаменим в таких высокоскоростных интерфейсах, как USB 3.1/3.2, Thunderbolt 3, PCI Express 3.0/4.0, HDMI 2.0a и DisplayPort 1.4.

Современные СнК обычно производятся на основе современных КМОП технологий, делающих их более чувствительными к броскам напряжения и электростатическим разрядам, возникающим на входных и выходных портах. Обычные устройства TVS, емкость которых выше заданной входной емкости канала, могут исказить форму высокоско-

ростных сигналов по мере их распространения между границей системы и портами SnK. TVS диод DESD3V3Z1BCSF-7 изготавливается с использованием собственных передовых технологических процессов Diodes, обеспечивающих сверхнизкую входную емкость (типичное значение 0.175 пФ), низкое динамическое сопротивление и низкие напряжения ограничения и пробоя. Прибор собирается в современном корпусе с ультранизкой емкостью. Тщательно продуманная конструкция обеспечивает исключительно низкие вносимые потери, отвечающие требованиям целостности сигналов, предъявляемым стандартами высокоскоростных интерфейсов USB 3.1/3.2 и Thunderbolt 3.

DESD3V3Z1BCSF-7 также отвечает требованиям стандарта IEC61000-4-2, выдерживая до ± 8 кВ при контактном разряде и разряде через воздушный промежуток. Новый TVS диод превосходит все приборы отрасли по сочетанию напряжения ограничения (типичное значение 4.5 В при токе 10 А), напряжения пробоя (максимум 9 В) и постоянного обратного напряжения (максимум 3.3 В). При воздействии импульса 8/20 мкс прибор способен рассеивать пиковую мощность до 25 В.

DESD3V3Z1BCSF-7 выпускаются в сверхкомпактном корпусе с размерами кристалла X2-DSN0603-2, имеющем размеры 0.6 мм × 0.3 мм при высоте всего 0.3 мм, и в бобиных, содержащих 10 тыс. приборов, продаются по цене \$0.056 за штуку.

Новая микросхема управления питанием отвечает требованиям автомобильных стандартов ISO 26262 / ASIL-D

Микросхема содержит DC/DC преобразователь и четыре драйвера затворов верхнего плеча

Allegro MicroSystems анонсировала выпуск новой микросхемы управления питанием, содержащей предварительный DC/DC регулятор, четыре LDO стабилизатора и четыре плавающих драйвера затворов. Предварительный регулятор с узлами контроля, диагностики и защиты может использоваться в понижающей или понижающе-повышающей конфигурациях и предназначен для эффективного преобразования напряжений аккумуляторной батареи автомобиля в хорошо стабилизированное промежуточное напряжение. Микросхема ARG82800, ориентированная на рынок автомобильной электроники, может использоваться в таких приложениях, как электроусилители руля, блоки управления трансмиссией и антиблокировочные системы тормозов.

К выходу предварительного преобразователя подключены четыре линейных стабилизатора: с выбираемым напряжением 3.3 В или 5 В и выходным током до 350 мА, с выходным напряжением 5 В и током нагрузки до 100 мА, и два защищенных 120-миллиамперных регулятора, отслеживающих выход первого стабилизатора. Микросхема, предназначенная для питания микропроцессоров, датчиков и трансиверов CAN, идеально подходит для оборудования, устанавливаемого в подкапотном пространстве автомобиля.



Независимые плавающие драйверы затворов N-канальных MOSFET могут управляться через SPI. В приложениях управления мощными электродвигателями эти транзисторы можно использовать для отключения батареи или отдельных обмоток. Встроенный зарядовый насос позволяет драйверам поддерживать мощные MOSFET в открытом состоянии во всем диапазоне напряжений питания и обеспечивает высокую скорость нарастания фазных напряжений. Для включения ARG82800 может использоваться либо вход с логическими уровнями управления, либо вход высоковольтного ключа. Дополнительная гибкость обеспечивается функциями индивидуального отключения каждого выхода через последовательный периферийный интерфейс SPI.

Для предупреждения микропроцессора о возникновении неполадок предназначены два диагностических выхода, индицирующих

состояние выхода первого стабилизатора и сигнализирующих об обнаружении ошибки. Уточнить характер неисправности микроконтроллер может через интерфейс SPI. Два источника опорного напряжения на основе ширины запрещенной зоны (один – для стабилизации, другой – для контроля неисправностей), встроенная система самопроверки и мно-

жество расширенных диагностических функций повышают функциональную безопасность критических автомобильных приложений.

Микросхема ARG82800 выпускается в низкопрофильном 38-выводном корпусе eTSSOP (суффикс «LV») высотой 1.2 мм с теплоотводящим основанием, вскрытым для снижения теплового сопротивления.

Integra Technologies анонсирует выпуск согласованного 50-ваттного GaN/SiC транзистора для диапазона частот 5-6 ГГц

Integra Technologies анонсировала выпуск полностью согласованного GaN/SiC транзистора, отдающего мощность 50 Вт в частотном диапазоне 5...6 ГГц.



Изготавливаемый на карбид-кремниевой подложке нитрид-галлиевый HEMT транзистор IGT5259L50 с 50-омным согласованием входа и выхода, предназначенный для импульсных РЛС С-диапазона, способен отдавать пиковую мощность 50 Вт при напряжении на

стоке 50 В. Устройство с усилением 14 дБ покрывает частотный диапазон 5.2...5.9 ГГц. КПД транзистора при излучении импульсов с коэффициентом заполнения 15% и длительностью 1 мс достигает 43%.

Транзистор выпускается в металлокерамическом корпусе с позолоченным крепежным фланцем, отвечающем требованиям директивы RoHS. Корпус, обеспечивающий отличное рассеяние тепла, имеет ширину 20.32 мм и длину 10.16 мм. Приборы проходят стопроцентную проверку на полной мощности в 50-омном радиочастотном измерительном тракте и удовлетворяют спецификациям стандарта MIL-STD-750D. Установка кристаллов в корпуса выполняется с помощью сертифицированных сборочных автоматов.

50-ваттный транзистор является идеальным решением для импульсных радарных систем С-диапазона, требующих быстрого включения и большого коэффициента усиления.

Allegro выпускает новую микросхему трехфазного драйвера MOSFET с интегрированным LDO стабилизатором

Может использоваться для питания микроконтроллера и внешних датчиков

Allegro MicroSystems анонсировала начало производства нового трехфазного драйвера MOSFET с интегрированным LDO стабилизатором напряжения 5 В или 3.3 В. Микросхема A4919 предназначена для широкого круга промышленных приложений и при подключении к микроконтроллеру может использоваться для трапецеидального, синусоидального или векторного контроля двигателей. Драйвер, разработанный для простого

прямого управления затворами в устройствах коммерческого и промышленного назначения с возможностью питания внешнего микроконтроллера или периферии от LDO стабилизатора, предоставляет конструкторам полную гибкость коммутации обмоток двигателей.

A4919 содержит уникальный стабилизатор на основе зарядового насоса, обеспечивающий полное управление затворами (более 10 В) при напряжении питания от 7 В и



позволяющий управлять транзисторами с пониженными пороговыми уровнями при напряжении источника 5.5 В. Для питания N-канальных MOSFET верхнего плеча используются бутстрепные конденсаторы. Драйвер каждого из шести мощных MOSFET трехфазного моста имеет отдельный вход с логическим уровнем управления, что позволяет с помощью внешнего контроллера реализовать любой алгоритм коммутации обмоток двигателя. В микросхему интегрированы цепи защиты силовых MOSFET от сквозных токов.

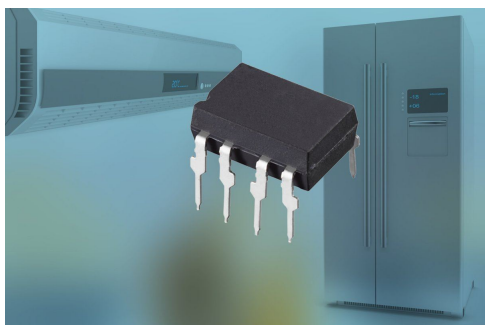
Независимый контроль напряжений стоков каждого MOSFET позволяет обнаруживать замыкания фаз мотора как на шину питания, так и на общий провод. Для индикации коротких замыканий, пониженного напряжения или перегрева используется один общий выход с открытым стоком. Модификации прибора включают версии, содержащие LDO стабилизатор с выходным напряжением 5.0 В или 3.3 В, а также вариант без стабилизатора, освободившийся вывод которого может использоваться для контроля напряжения питания.

Микросхемы A4919 выпускаются в 28-выводных корпусах с основаниями, вскрытыми для снижения теплового сопротивления: низкопрофильном TSSOP с повышенной рассеиваемой мощностью и малогабаритном QFN с размерами 5 мм × 5 мм × 0.90 мм. Корпуса обоих типов не содержат свинца, их выводная рамка покрыта 100% матовым оловом (при наличии в маркировке суффикса T).

Новый мощный интегральный оптосимистор компании Vishay снизит затраты на проектирование

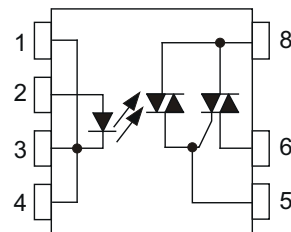
Устройства, не требующие внешних симисторов и снабберных схем, способны непосредственно управлять нагрузками средней мощности в цепях переменного тока

Vishay Intertechnology представила новый силовой оптосимистор с коммутируемым током до 1 А, предназначенный для прямого управления нагрузками средней мощности в цепях переменного тока. Благодаря устойчивости к скорости нарастания анодного напряжения (dv/dt) до 600 В/мкс, приборы VO2223B, выпускаемые подразделением Vishay Semiconductors, могут обеспечить высокую надежность бытовой техники и промышленного оборудования.



Устройство, выпускаемое в компактном корпусе DIP, содержит фотосимистор, управ-

ляющий интегрированным симистором. Новый прибор VO2223B, не требующий внешнего мощного симистора, снижает затраты на проектирование и экономит место на печатной плате. Повышенная устойчивость к dv/dt увеличивает запас надежности и позволяет исключить из схемы дорогие снабберные цепи.



Мощный оптосимистор с допустимым обратным напряжением 600 В дает возможность автономно коммутировать напряжения переменного тока до 240 В и способен работать в цепях с напряжением питания до 380 В АС. Дополнительная безопасность системы обеспечивается высоким напряжением изо-

ляции между входом и выходом, равным 5300 В. Низкий отпирающий ток, не превышающий 10 мА, позволяет легко подключать VO2223В к схемам цифровой логики.

VO2223В оптимизирован для типичных приложений с большими уровнями помех, включая управление двигателями вентиляторов, клапанами и насосами в кондиционерах, холодильниках, водонагревателях, полотенцесушителях, стиральных машинах и духовых шкафах, а также в термостатах Умно-

го дома, интеллектуальных контроллерах освещения, системах подогрева пола и приводах магнитных дверных замков.

Устройство, выводы которого покрыты чистым оловом, соответствует требованиям директивы RoHS.

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых силовых оптосимисторов VO2223В. Срок поставки приборов составляет шесть недель.

Toshiba начинает продажи новых 100-вольтовых MOSFET для промышленных приложений

Новые MOSFET серии U-MOS IX-H имеют самые низкие сопротивления каналов в своем классе приборов

Toshiba Electronics Europe начала продажи двух новых 100-вольтовых N-канальных MOSFET, дополняющих серию низковольтных приборов U-MOS IX-H. Новые устройства идеально подходят для источников питания промышленного оборудования, а также для приложений управления двигателями.



Изготовленные с использованием новейшего технологического процесса U-MOS IX-H компании Toshiba, оптимизирующего элементы транзисторных структур, MOSFET TPN3R70APL и TPN1200APL имеют самые

низкие для своего класса приборов сопротивления открытых каналов, равные 3.7 мОм и 11.5 мОм, соответственно. Устройства отличаются низкими зарядами выхода (74/24 нК) и затвора (21/7.5 нК) и управляются логическими уровнями 4.5 В.

По сравнению с устройствами, выпускавшимися до настоящего времени по техпроцессу U-MOS VIII-H, новые транзисторы имеют наименьшие значения таких критериев качества переключающих MOSFET, как произведение сопротивления канала на выходной заряд и произведение сопротивления канала на заряд затвора.

TPN3R70APL выпускается в усовершенствованном корпусе SOP размером 5 мм × 6 мм и способен коммутировать токи до 90 А, в то время как TPN1200APL выпускается в корпусе TSON с размерами 3 мм × 3 мм и рассчитан на уровни токов до 40 А.

Следуя тенденциям рынка, Toshiba Electronics Europe продолжит расширять портфель MOSFET, повышающих эффективность источников питания.

Diodes выпускает семейство супервизоров питания с программируемой задержкой

Компания Diodes выпустила новое семейство супервизоров питания. Устройства серии PT7M3808 с точностью от 0.5% контролируют в системе напряжения от 0.4 В до 5.0

В и формируют сигнал сброса с задержкой, регулируемой в диапазоне от 1.25 мс до 10 мс. Компактные микросхемы при минимальном потреблении мощности позволяют реа-

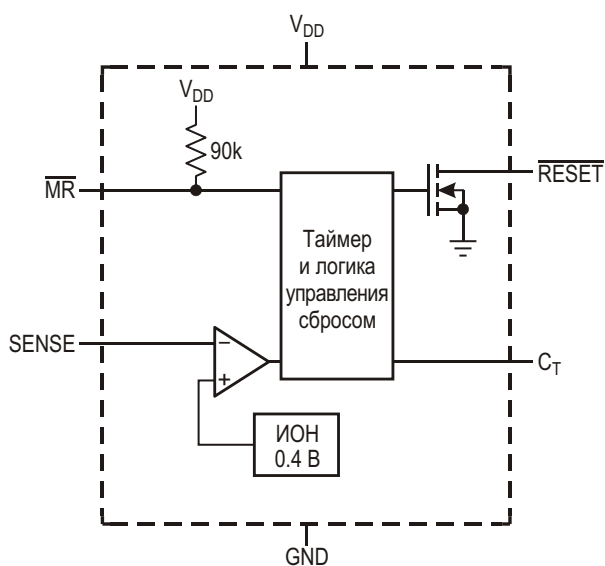
лизовать функцию сброса по включению питания для микропроцессоров и других цифровых систем. Перечень приложений, в которых могут использоваться супервизоры, включает ноутбуки и настольные компьютеры, а также различное портативное оборудование с батарейным питанием.



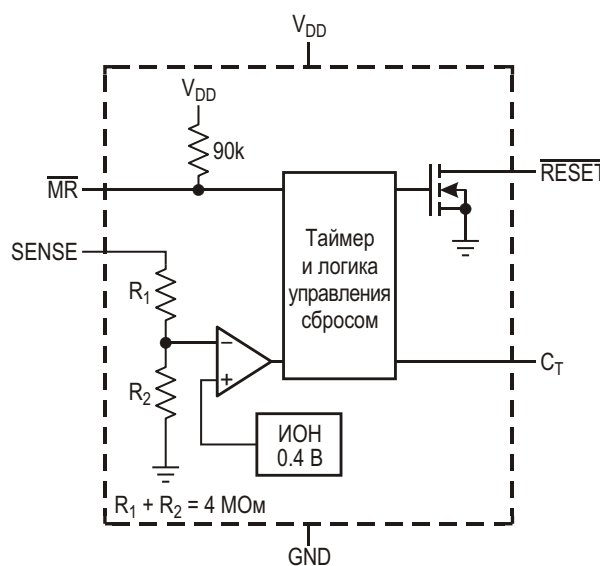
Diodes предлагает супервизоры как с фиксированными порогоми для стандартных напряжений шин питания от 0.9 В до 5.0 В, так

и с регулируемым порогом, величина которого, начиная от 0.4 В, устанавливается внешним резистивным делителем. Точный внутренний источник опорного напряжения гарантирует отклонение пороговых уровней не более 0.5% при контроле напряжений до 3.3 В и 1% для напряжений от 3.3 В до 5.0 В. Время задержки от 1.25 мс до 10 мс задается подключением к выводу C_T конденсатора соответствующей емкости. Более длительную задержку 20 мс можно получить, оставив вывод C_T неподключенным, а, соединив C_T с выводом питания V_{DD} , задержку можно увеличить до 300 мс.

Благодаря исключительно низкому току потребления, типовое значение которого равно 2.8 мкА, микросхемы хорошо подходят для приложений с батарейным питанием. Выпускаемые в корпусах SOT26 и DFN2020-6 супервизоры занимают очень мало места на плате и могут применяться как в новых разработках, так и для прямой замены в старых конструкциях.



Блок-схема супервизора с регулируемым порогом.



Блок-схема супервизора с фиксированным порогом.

Alpha and Omega Semiconductor анонсирует MOSFET новейшего поколения

Оптимальный энергетический КПД, основанный на новейшей технологии корпусирования, устанавливает новый стандарт отрасли для приложений с большой плотностью мощности

Alpha and Omega Semiconductor представила новый сдвоенный 25-вольтный N-канальный MOSFET AONE36132, предназна-

ченный для использования в схемах синхронных понижающих преобразователей. Транзистор AONE36132 расширил линейку

приборов XSPairFET. Новейшая технология корпусирования, снижающая паразитную индуктивность выводов, уменьшит уровень помех в коммутационном узле схемы. Новый XSPairFET обеспечивает более высокую плотность мощности по сравнению с существующими решениями и идеально подходит для рынков компьютерного, серверного и телекоммуникационного оборудования.

В корпусе DFN с размерами 3.3 мм × 3.3 мм объединены MOSFET верхнего и нижнего плеча с максимальными сопротивлениями открытых каналов 7 мОм и 2 мОм, соответственно. Исток транзистора нижнего плеча соединяется непосредственно с открытой площадкой печатной платы, благодаря чему улучшаются условия отвода тепла. В типичной схеме источника питания ноутбука с входным напряжением 19 В, выходным напряжением 1.05 В и током нагрузки 21 А AONE36132 обеспечивает увеличение КПД более чем на два процента по сравнению с



решениями, основанными на использовании двух одиночных транзисторов в корпусах DFN 5 × 6 мм.

Цена и доступность

AONE36132 освоены в серийном производстве и могут поставляться в течение 12-14 недель. Цена одного транзистора в партиях из 1000 приборов составляет \$0.91.

Усовершенствованная система управления аккумуляторными батареями компании Maxim сделает автомобиль будущего более безопасным и умным

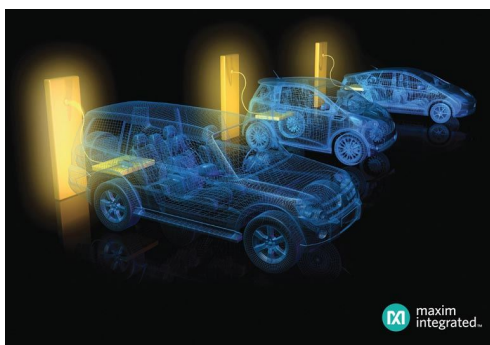
Уникальная технология управления аккумуляторной батареей впервые реализована в однокристальном решении, отвечающем требованиям стандарта ASIL D

Maxim Integrated Products выпустила микросхему 12-канальной системы сбора данных с высоковольтных интеллектуальных датчиков. MAX17843 позволит автомобильным OEM производителям повысить безопасность батарей литий-ионных аккумуляторов за счет надежных каналов обмена и комплексной диагностики, а также снизить общую стоимость системы.

В электрических, гибридных и подключаемых гибридных автомобилях используются большие батареи литий-ионных аккумулято-

ров, состоящие из сотен и даже тысяч отдельных элементов. Согласно прогнозам экспертов отрасли, 25% автомобилей, проданных в 2025 году, будут иметь электрические двигатели, а это значит, что OEM производителям и крупным автомобильным концернам необходимы интеллектуальные системы управления аккумуляторными батареями, на основе которых они могли бы создавать безопасные и недорогие решения с надежными каналами обмена информацией.

Предлагаемое решение для систем управления аккумуляторными батареями сделает автомобиль будущего более умным и надежным. MAX17843 отвечает самым высоким стандартам безопасности, соответствуя требованиям ISO 26262, а также уровням C и D регламента ASIL. Интегрированный дифференциальный универсальный асинхронный приемопередатчик (UART) с емкостной изоляцией не только снижает интенсивность отказов системы, но и позволяет разработчикам сэкономить до 90% на стоимости изоли-



рующих компонентов. Исключительная гибкость UART гарантирует высокую надежность связи в средах с высокими уровнями шумов. Запатентованные Maxim уникальные решения, среди которых шлейфовая архитектура UART и аналогово-цифровой преобразователь последовательного приближения, обеспечивают быструю и точную выборку и измерения напряжений и высокий уровень характеристик электромагнитной совместимости. Основными приложениями MAX17843 являются различные силовые установки традиционных и электрических транспортных средств.

Ключевые преимущества MAX17843

• **Безопасность:**

Микросхема сертифицирована на соответствие комплексу стандартов функциональной безопасности ISO 26262 и ASIL D, а в части организации процессов разработки и менеджмента отвечает предписаниям независимой надзорной организации TÜV. Кроме того, прибор удовлетворяет различным требованиям VCI (испытание инъекцией объемного заряда) и поддерживает множество диагностических функций.

• **Низкая стоимость системы:**

Встроенные цепи балансировки элементов и UART сокращают стоимость материалов по сравнению с конкурирующими решениями; для реализации емкостной или трансформаторной изоляции не требуются дополнительные микросхемы.

• **Надежность связи:**

Надежная распределительная и централизованная архитектура с управлением по току, поддерживаемая каскадируемым UART с длиной сегмента до 100 м, высокая помехоустойчивость, низкий уровень электромагнитных излучений, защита от электростатических разрядов и поддержка горячего подключения.

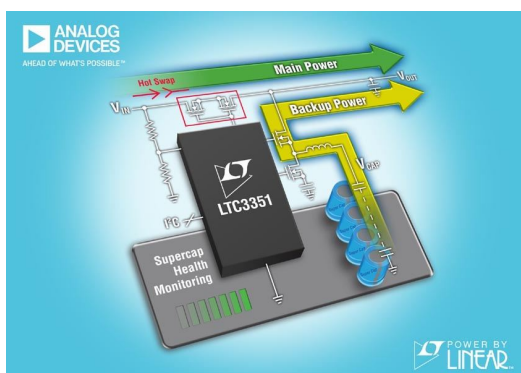
Доступность и цена

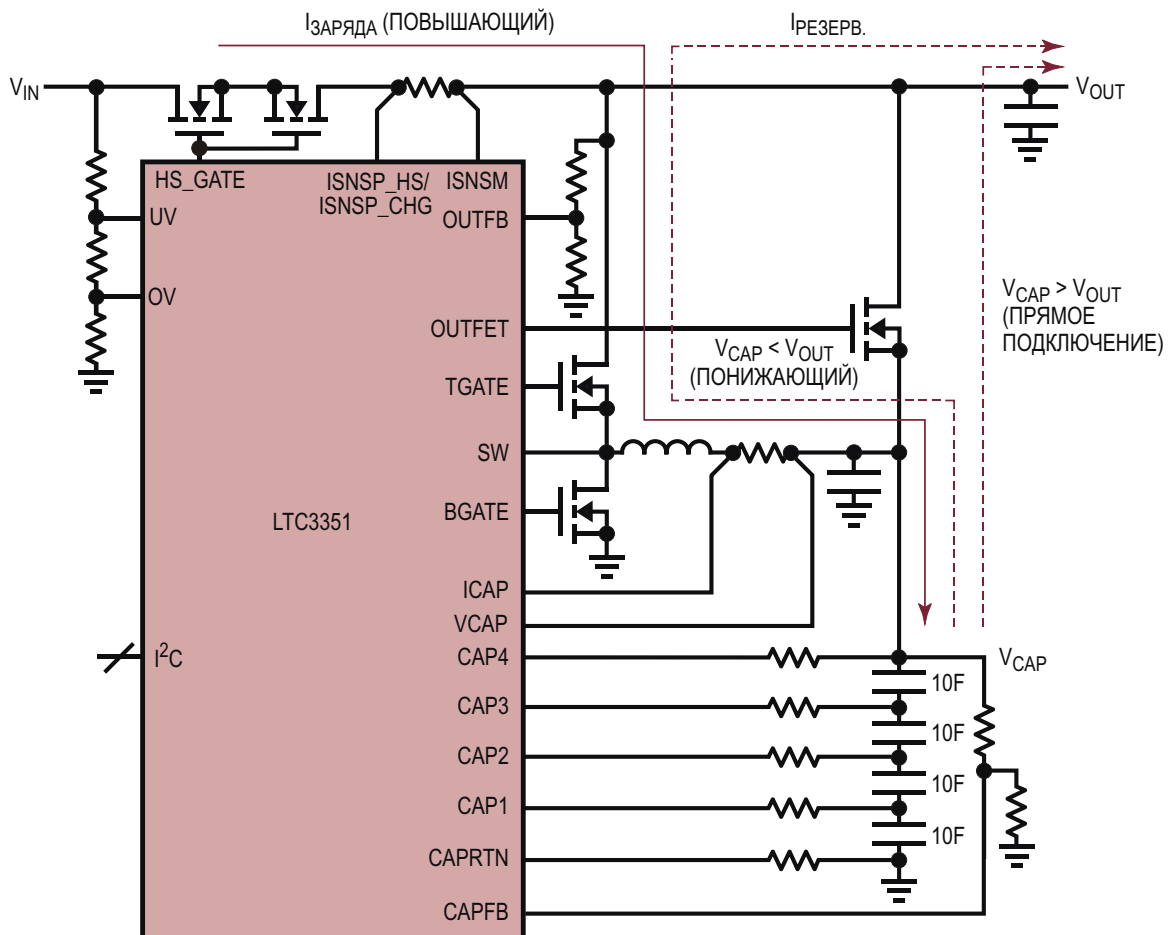
Микросхема рассчитана на работу в диапазоне температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ и выпускается в 64-выводном корпусе LQFP с размерами 10 мм × 10 мм. При покупке MAX17843 на веб-сайте Maxim одна микросхема в партиях из 1000 приборов будет стоить \$7.61. Кроме того, за \$1000 можно приобрести оценочный набор MAX17843EVKIT#.

Analog Devices предлагает законченное решение для системы бесперебойного питания на основе ионисторов

Analog Devices выпустила микросхему Power by Linear LTC3351, выполняющую функции контроллера резервного питания и зарядного устройства для ионисторов, в которой содержатся цепи защиты, необходимые для безопасного горячего подключения, а также все средства, требующиеся для создания законченного автономного решения резервного питания на основе конденсаторов. В устройство интегрированы контроллер

горячей замены и размыкатель цепи, использующие внешние N-канальные MOSFET и образующие низкоомный путь тока от входа к выходу, а также схема прогрессирующего ограничения, снижающая пусковые броски тока. Устройство надежно обеспечивает кратковременную бесперебойную работу при аварии основного источника в таких приложениях, как твердотельные накопители, модули энергонезависимой памяти (NVDIMM), сигнализаторы сбоев питания в медицинском и промышленном оборудовании и индикаторы «последнего вдоха». Поддерживая технологию PowerPath, LTC3351 гарантирует плавное переключение между основным и резервным источниками питания. Контроллер выполняет зарядку и балансировку батарей конденсаторов, а также защиту и диагностику состояния каждого конденсатора. Другими областями применения микросхемы могут быть сильноточные 12-вольтовые резервные источники и источники кратковре-





Типовая схема включения LTC3351.

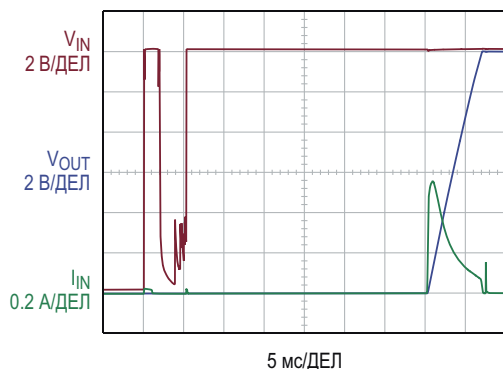
менного бесперебойного питания для серверов, устройств массовой памяти и систем с повышенным уровнем эксплуатационной готовности.

При входных напряжения от 4.5 В до 35 В поддерживаемые LTC3351 токи заряда и резервного питания превышают 10 А. Кроме того, устройство обеспечивает балансировку и защиту от перезаряда последовательных цепочек ионисторов с числом элементов от одного до четырех. Контроллер синхронного понижающего преобразователя микросхемы LTC3351 заряжает батареи конденсаторов с напряжением до 5 В на элемент постоянным током и/или напряжением. В режиме резервирования понижающий преобразователь работает в обратном направлении как синхронный повышающий DC/DC преобразователь, поддерживая питание системы энергией, забираемой из батареи ионисторов. Контроллер горячей замены позволяет программировать уровни блокировки при повышенном и пониженном напряжении; временная

диаграмма запуска совместима с шиной PCIe, а вход $\overline{\text{RETRY}}$ имеет высокоточный порог.

LTC3351 содержит точный 16-битный аналого-цифровой преобразователь, постоянно контролирующий входные и выходные напряжения и токи. Кроме того, для адекватного хранения энергии и управления ее использованием при резервном питании нагрузки внутренняя измерительная система отслеживает параметры, относящиеся непосредственно к накопительным конденсаторам, включая напряжение на батарее конденсаторов, емкость и эквивалентное последовательное сопротивление. Контролируя фактическую емкость конденсаторов, LTC3351 увеличивает срок их службы, так как позволяет системе устанавливать на конденсаторах напряжение, минимально необходимое для обеспечения нагрузки энергией резервного источника. Все параметры системы и статус неисправности можно контролировать с помощью двухпро-

водного интерфейса I²C, при этом для любого из измеряемых параметров предусмотрена настройка пороговых уровней включения сигналов тревоги.



Пример горячей замены на шине 12 В.

LTC3351 выпускается в 44-выводном низкопрофильном корпусе QFN со сниженным тепловым сопротивлением, имеющем размеры 4 мм × 7 мм × 0.75 мм. Устройство, работающее в диапазоне температур перехода от –40 °С до 125 °С, доступно для приобретения со склада компании.

Сводка основных характеристик LTC3351

- Интегрированный контроллер горячей замены с размыкателем цепи;
- Высокоэффективный повышающий DC/DC преобразователь для зарядки постоянным

током и/или напряжением батареи, содержащей от одного до четырех ионисторов;

- Режим резервного питания с повышающим преобразованием обеспечивает лучшее использование энергии, запасенной в ионисторе;
- 16-битный АЦП для контроля токов и напряжений системы, а также емкости и ESR;
- Программируемые пороги блокировки при пониженном и повышенном напряжении с уровнями до 35 В;
- До 5 В на конденсатор при входном напряжении от 4.5 В до 35 В;
- Токи заряда и резервного питания более 10 А;
- Программируемый порог ограничения входного тока, устанавливающий приоритет системной нагрузки над зарядным током ионисторов;
- Контроллер PowerPath, контроллер всех внешних N-канальных MOSFET, управляющих зарядом;
- Компактный 44-выводной корпус QFN размером 4 мм × 7 мм.

Цены и доступность

Микросхемы LTC3351 выпускаются серийно и в партиях из 1000 приборов продаются по ценам, начинающимся от \$5.25 за штуку.

Toshiba внедряет КМОП технологию в усилители для автомобильных аудиосистем

Богатые разнообразными функциями новые устройства в корпусах для поверхностного монтажа

Toshiba Electronics Europe пополнила свою линейку 4-канальных автомобильных аудио усилителей новой микросхемой в корпусе



для поверхностного монтажа, обеспечивающей высокое качество звучания и низкий уровень нелинейных искажений. TCB001FNG изготавливается полностью на основе комплементарной МОП-технологии, разработанной научно-исследовательским подразделением автомобильных аудио микросхем компании Toshiba для снижения цены выпускаемых ею изделий.

Новый продукт включает функции обнаружения и предотвращения аномальных шумов, основанные на оригинальной технологии фильтрации компании Toshiba. Это особенно полезно в ситуациях, когда близко к аудиосистеме подносят устройство, излуча-

ющее высокочастотный шум, такое, например, как мобильный телефон.

В 4-канальной системе при сопротивлении нагрузки 4 Ом максимальная мощность, отдаваемая TCB001FNG, равна 45 Вт. Напряжение питания от 6 В до 18 В позволяет усилителю сохранять работоспособность как на холостом ходу автомобиля, так и при запуске двигателя. Комплексное решение включает функции отключения звука, перехода в режим покоя, контроля смещения постоянного уровня и обнаружения коротких замыканий.

Помимо этого усилитель содержит многочисленные цепи обеспечения безопасности,

в числе которых отключение при перегреве кристалла, защита от повышенных напряжений, коротких замыканий на шину питания и на землю, а также от замыкания выходов друг на друга.

Придя на смену популярным продуктам в выводных корпусах HZIP, новая микросхема TCB001FNG выпускается в плоском корпусе HSSOP для поверхностного монтажа. Такая конструкция корпуса способствует повышению надежности системы, а также снижает сложность и стоимость процедуры сборки.

Компания начала серийное производство микросхем.

Performance Motion Devices запускает в производство инновационную микросхему регулятора скорости и вращающего момента электродвигателей

Новое семейство сверхэффективных и мощных микросхем управления скоростью и вращающим моментом для приложений автоматизации лабораторных исследований и здравоохранения

Компания Performance Motion Devices объявила о выпуске первого в отрасли семейства компактных микросхем регуляторов скорости и вращающего момента, поддерживающих управление током в четырех квадрантах. Семейство получило название Juno, а первая микросхема семейства – MC78113.



Микросхемы Juno, предназначенные для медико-биологических и медицинских приложений следующего поколения, могут значительно расширить возможности конструкторов в части увеличения КПД двигателя, повышения точности управления и реализации прецизионных профилей скорости. Микросхемы Juno прекрасно подходят для схем управления сервомоторами в приложениях перекачки жидкостей или для драйверов высокооборотных двигателей, обеспечивая мягкую, тихую и эффективную работу щеточ-

ных и бесщеточных двигателей постоянного тока и шаговых двигателей в широком диапазоне условий эксплуатации.

Новые микросхемы позволяют разработчикам уйти от многокомпонентных решений, занимающих много места на плате и требующих больших усилий на разработку программ. Эти решения ограничивали точность управления скоростью, что приводило к шумам при работе двигателя и выделению значительного количества тепла. Кроме того, инженерам приходилось создавать собственные интерфейсы и протоколы обеспечения безопасности. Микросхемы Juno гарантируют безопасность и оптимальные характеристики мотора, защищая его от перегрузки по току, повышенного и пониженного напряжения и от перегрева. Кроме того, в микросхемах реализованы ограничение интегрального тока и контроль состояния коммуникационных каналов.



MC78113 поддерживает векторное управление двигателем с точным контролем скорости нарастания и спада тока, обеспечивая плавную и бесшумную работу мотора в широком диапазоне рабочих режимов.

Микросхемы Jupo идеально подходят для приложений автоматизации лабораторных исследований и медицинских устройств. Приложения автоматизации лабораторных исследований включают насосы для перекачивания жидкостей, центрифуги и лазерные

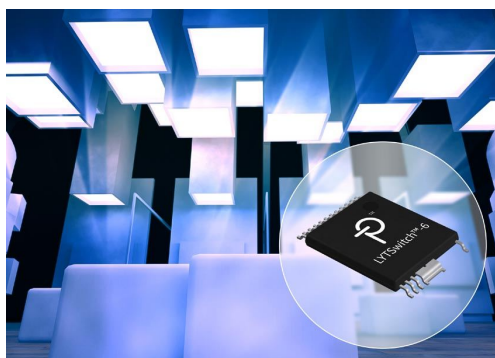
сканеры. К медицинским приложениям относятся аппаратура диализа, кардионасосы, инжекторы препаратов и респираторы. Предварительно запрограммированные команды управления и встроенные интеллектуальные функции делают Jupo очень простыми в использовании.

Компактные микросхемы Jupo доступны в 64-выводном корпусе TQFP или 56-выводном корпусе VQFN с размерами 10 мм × 10 мм или 7.2 мм × 7.2 мм, соответственно.

Power Integrations выпускает семейство высокоэффективных драйверов светодиодов с низким потреблением в режиме покоя

Высокая точность стабилизации тока и напряжения для приложений интеллектуального освещения и электронных балластов

Компания Power Integrations сообщила о выпуске семейства LYTSwitch-6 драйверов светодиодов с защитной изоляцией для приложений интеллектуального освещения. Новые микросхемы обеспечивают свободное от мерцаний свечение светодиодов мощностью до 65 Вт при КПД, достигающем 94%.



Драйверы поддерживают конфигурации для двух- или однокаскадных корректоров коэффициента мощности и потребляют в режиме покоя всего 15 мВт. Микросхемы LYTSwitch-6, предназначенные для интеллектуальной осветительной арматуры жилых и коммерческих помещений и низкопрофильных потолочных светильников, отличаются высокой скоростью динамической реакции, гарантирующей отличную перекрестную стабилизацию в параллельных цепочках светодиодов без использования дополнительного регулирующего оборудования и простоту реализации широтно-импульсного управления яркос-

тью. LYTSwitch-6 могут работать в режимах стабилизации как напряжения, так и тока, позволяя производителям осветительных приборов сократить число вариантов схемотехнических решений и, в конечном счете, снизить затраты на производство и логистику. Новые микросхемы защищены системой прогрессирующего теплового ограничения тока, не допускающей перегрева кристалла и, в то же время, обеспечивающей излучение максимального количества света, возможно в конкретных условиях при заданных характеристиках установки.

В микросхемы LYTSwitch-6 интегрированы 650- или 725-вольтовые MOSFET и контроллер вторичной стороны FluxLink, не требую-



DER-637 – типовой образец 35-ваттного изолированного обратноходового драйвера светодиодов с корректором коэффициента мощности.

щий использования оптоизолятора и обеспечивающий ошибку стабилизации напряжения и тока менее 3% при любых изменениях входного напряжения, тока нагрузки и температуры. КПД преобразования мощности обратного каскада превышает 94%, что достигается использованием синхронного выпрямления и квазирезонансного режима переключения. Например, 35-ваттная конструкция с выходным напряжением 12 В и током нагрузки 2.92 А, имеющая дополнительную схему корректора коэффициента мощности, продемонстрировала КПД, превышающий 89%. В режиме ожидания в стандартных условиях включения в сеть переменного тока устрой-

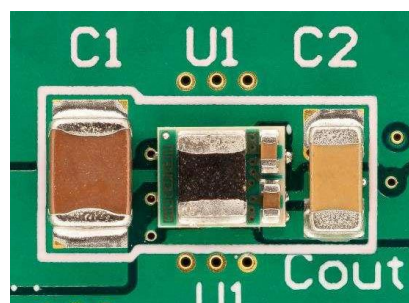
ство потребляет мощность всего 15 мВт, – даже при работающем датчике сетевого напряжения, предназначенном для защиты микросхемы от бросков и колебаний входного напряжения.

Микросхемы драйверов светодиодов LYTSwitch-6 уже выпускаются серийно и в партиях из 10,000 приборов продаются по цене \$0.84 за штуку. На веб-сайте Power Integrations можно загрузить подробное описание базового проекта (DER-637) 35-ваттного источника питания светодиодов с ШИМ управлением яркостью, обеспечивающего КПД более 89% и коэффициент мощности, превышающий 0.9.

Texas Instruments представляет самые миниатюрные в отрасли модули DC/DC преобразователей с выходными токами 1 А

КПД разработанных компанией TI новых модулей питания в крошечных корпусах MicroSiP достигает 92%

Texas Instruments (TI) представила два новых модуля питания с диапазонами входных напряжений от 4 В до 36 В, имеющих размеры всего 3.0 мм × 3.8 мм и требующих для работы лишь двух внешних компонентов. КПД полумперного понижающего DC/DC преобразователя LMZM23600 и одноамперного LMZM23601 достигает 92%, минимизируя потери энергии в системе, а крошечные корпуса MicroSiP позволяют сэкономить до 58% площади печатной платы. Преобразователи дополняют портфель модулей питания TI, предназначенных для ограниченных в объеме коммуникационных и промышленных устройств, включая эксплуатационные передатчики, ультразвуковые сканеры и сетевые камеры видеонаблюдения.



Пример конструкции DC/DC преобразователя 24 В/5 В с выходным током 0.5 А на односторонней печатной плате.

Модули LMZM23600 и LMZM23601 выпускаются либо с фиксированными выходными напряжениями 5 В или 3.3 В, либо с напряжениями, регулируемые от 2.5 В до 15 В, и внешней синхронизацией. LMZM23601 имеет вывод выбора режима, позволяющий работать либо на фиксированной частоте преобразования с низким уровнем излучаемых помех, либо в режиме автоматической частотно-импульсной модуляции, обеспечивающей высокий КПД при легких нагрузках.

Ключевые особенности и преимущества модулей LMZM23600 и LMZM23601

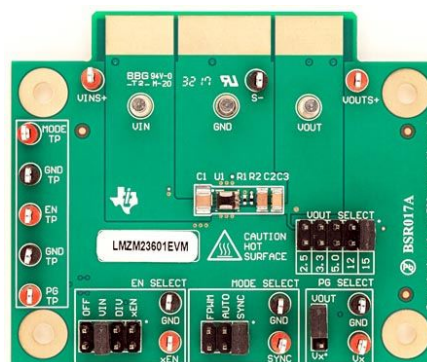
- При входном напряжении 24 В и выходном напряжении 5 В обеспечивают пиковый КПД 92% и 85% при полной нагрузке.



- Рабочий ток 30 мкА повышает КПД при легкой нагрузке, увеличивая время автономной работы приложений с батарейным питанием
- Миниатюрный корпус MicroSiP размером 3.0 мм × 3.8 × 1.6 мм с интегрированным дросселем позволяет разместить законченное устройство с фиксированным выходным напряжением 3.3 В или 5 В на плате площадью всего 27 мм². Модуль, для работы которого требуются лишь два внешних компонента, экономит до 58% площади печатной платы по сравнению с дискретными решениями при таких же значениях входных и выходных напряжений, выходного тока и частоты переключения.

Поддержка и инструменты ускорения разработки

- Ускорить процесс разработки поможет онлайн инструментарий WEBENCH.
- Доступен для заказа оценочный модуль LMZM23601evm.
- На сайте TI можно посмотреть видео «Быстрое конфигурирование модуля питания LMZM23601».



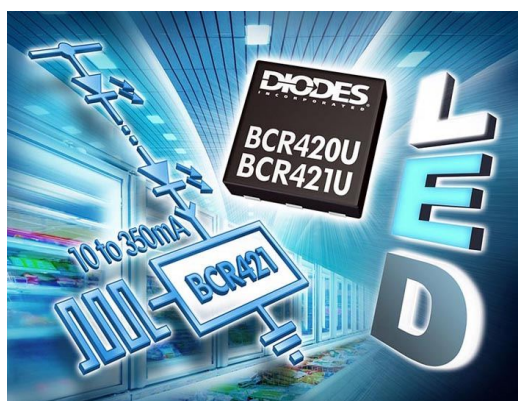
Оценочный модуль LMZM23601evm.

Доступность и цены

Предсерийные образцы 1-амперных модулей LMZM23601 с регулируемым выходным напряжением имеются на складе TI. Серийное производство 0.5-амперных LMZM23600 с фиксированными выходными напряжениями, а также модулей LMZM23601 с регулируемыми и фиксированными выходными напряжениями начнется в мае 2018 года. В партиях из 1000 устройств модули LMZM23600 будут продаваться по цене \$1.95 за штуку, а LMZM23601 – \$2.40 за штуку.

Новые низкопрофильный драйверы светодиодов Diodes найдут применение в приложениях торцевой подсветки

Отвечая на растущую потребность рынка в снижении размеров светодиодных светильников при сохранении высокого КПД и ультранизкого уровня электромагнитных излучений, компания Diodes расширила свои семейства популярных линейных светодиодных драйверов BCR420U и BCR421U двумя новыми приборами BCR420UFD и BCR421UFD, выполненными в корпусе с ультранизким профилем



DFN2020, что сделало их идеальными для приложений торцевой подсветки с напряжениями 12 В или 24 В.

Преимущества светодиодного освещения, главными из которых являются более длительный срок службы и высокий КПД, стимулируют увеличение спроса на более разнообразные и менее навязчивые решения. К подобным решениям относится замена традиционного вертикального освещения излучением света в торец панели, что, в свою очередь, требует приборов с минимальной высотой корпуса. Корпус DFN2020, имеющий толщину всего 0.6 мм, подходит для этого наилучшим образом.

Как и другие микросхемы серии BCR4xxU, новые устройства могут отдавать в нагрузку постоянный ток от 10 мА до 200 мА (BCR420UFD) или до 350 мА (BCR421UFD), стабилизированный с точностью ±10%. Кроме того, BCR421UFD поддерживает ШИМ-управление яркостью сигналом с частотой

той до 25 кГц и коэффициентом заполнения от 0.5% до 100%. Температурные коэффициенты обоих приборов отрицательны, что снижает ток драйвера по мере роста температуры кристалла, тем самым, защищая светодиоды и увеличивая их срок службы. Кроме того, линейная топология драйверов, основанная на эмиттерном повторителе с эмиттерным резистором, означает, что устройства практически не излучают электромагнитных помех и хорошо подходят для таких чувствительных приложений, как, например, медицинское освещение.

Широкий диапазон рабочих напряжений от 1.4 В до 40 В и рассеиваемая мощность до 1.7 Вт позволяют использовать новые драйверы для управления светодиодными лента-

ми большой длины, обеспечивая при этом достаточную защиту от бросков напряжения в 24-вольтовых системах. В корпусах монолитных приборов толщиной всего 0.6 мм объединены транзисторы, диоды и резисторы. Это намного меньше высоты стандартного корпуса SOT26, а значит теперь инженеры, архитекторы и дизайнеры освещения имеют возможность создавать решения для светодиодной подсветки намного меньшей толщины и для более широкого круга приложений. Сегодня торцевая подсветка находит применение в основном в устройствах аварийного, дизайнерского или декоративного освещения, однако с равным успехом она может использоваться в медицинской, промышленной или коммерческой сферах.

Крошечные, но могучие: Texas Instruments выпускает на рынок самые миниатюрные в мире операционные усилители

Новые компараторы и операционный усилитель сократят общую площадь систем в приложениях Интернета вещей, персональной электроники и промышленных устройств

Texas Instruments (TI) завершила разработку самых миниатюрных в отрасли микросхем операционного усилителя (ОУ) и мало-мощных компараторов в корпусах площадью 0.64 мм². Первые приборы в компактных корпусах X2SON – усилители TLV9061 и семейство компараторов TLV7011 – позволят разработчикам сократить размеры и снизить стоимость своих конструкций в приложениях Интернета вещей, персональной электроники и промышленного оборудования, включая мобильные телефоны, носимые устройства, оптические модули, драйверы двигателей, интеллектуальные сети и системы с батарейным питанием.

Благодаря большому производству коэффициента усиления на полосу пропускания, равному 10 МГц, высокой скорости нарастания 6.5 В/мкс и низкой спектральной плотности шумов 10 нВ/ Гц, операционный усилитель TLV9061 может использоваться в широкополосных высококачественных системах. Семейство нановаттных компараторов TLV7011 характеризуется быстрым откликом с временем задержки распространения всего 260 нс и вдвое меньшей мощностью потребления по сравнению с конкурирующими приборами. Оба устройства имеют rail-to-rail входы и



могут работать при низких напряжениях питания, начиная от 1.8 В, что упрощает их использование в приложениях с батарейным питанием.

Улучшенные характеристики в крошечном корпусе: операционный усилитель TLV9061

- **Снижение размеров и стоимости систем:**

При крошечных размерах TLV9061 содержит интегрированные входные фильтры электромагнитных помех. Это поможет обеспечить отказоустойчивость систем, работающих в условиях радиочастотных шумов, и значительно сократить потребность во внешних дискретных цепях.

• **Улучшенная точность по постоянному току:**

Сниженные вдвое значения входного смещения и дрейфа в полном диапазоне рабочих температур от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ повышают точность цепи обработки сигнала по сравнению с другими миниатюрными устройствами.

Потребление меньше, скорость выше: семейство компараторов TLV7011

• **Меньшие размеры, дополнительная функциональность:**

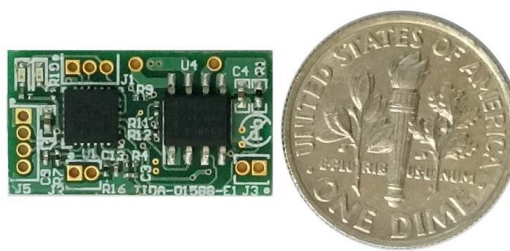
Отсутствие переворота фазы при перегрузке входов и внутренний гистерезис повышают гибкость проектных решений и сокращают количество необходимых внешних компонентов.

• **Вдвое меньшее потребление мощности:**

Обеспечивая задержку распространения не более 260 нс при потребляемом токе всего 335 нА, нановаттные компараторы семейства TLV7011 могут использоваться для контроля быстрых сигналов в маломощных системах.

Инструменты ускорения разработки

Для моделирования работы схемы и предсказания ее поведения разработчики имеют возможность загрузить SPICE модели TINA-TI операционного усилителя TLV9061 и семейства компараторов TLV7011. Приступить к разработке небольшого сервопривода щеточного мотора постоянного тока, использующе-



Базовый проект драйвера двигателя TIDA-01588.

го ОУ TLV9061, с выходной мощностью 15 Вт и КПД свыше 90% инженерам поможет оценочный набор TIDA-01588 на плате площадью 2.4 см^2 . Облегчит и упростит оценку характеристик компараторов TLV7011 модуль DIP-адаптера, предлагаемый в настоящее время в онлайн магазине и у авторизованных дистрибьюторов TI по цене \$5.00 за штуку.

Корпуса, доступность и цены

Предсерийные образцы ОУ TLV9061 и промышленные партии компараторов семейства TLV7011 в 5-контактных сверхминиатюрных безвыводных корпусах X2SON с размерами $0.8\text{ мм} \times 0.8\text{ мм} \times 0.4\text{ мм}$ можно приобрести в онлайн магазине TI и у авторизованных дистрибьюторов компании. Цены, установленные на ОУ и компараторы для партий из 1000 микросхем, начинаются от \$0.19 и \$0.25 за штуку, соответственно. Дополнительную информацию о новом семействе компараторов можно найти в следующей таблице:

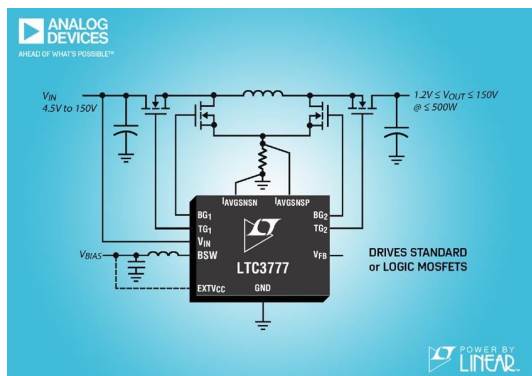
Продукт	Напряжение питания	Напряжение смещения	Задержка распространения	Потребляемый ток
TLV7011	1.6 – 5.5 В	0.5 мВ	260 нс	5 мкА
TLV7021	1.6 – 5.5 В	0.5 мВ	260 нс	5 мкА
TLV7031	1.6 – 6.5 В	0.1 мВ	3 мкс	335 нА
TLV7041	1.6 – 6.5 В	0.1 мВ	3 мкс	335 нА

Analog Devices выпустила 150-вольтовый контроллер синхронного понижающе-повышающего преобразователя с интегрированным импульсным источником смещения

Analog Devices объявила о выпуске 150-вольтового высокоэффективного (КПД до 99%) контроллера синхронного понижающе-повышающего DC/DC преобразователя Power by Linear LTC3777. Микросхема предназначена для управления четырьмя внеш-

ними силовыми ключами и способна обеспечить нагрузку стабилизированным питанием при входном напряжении большем, меньшем или равном выходному. Диапазон входных напряжений от 4 В до 150 В позволяет контроллеру без внешних супрессоров выдер-

живать высокие напряжения источников питания и высоковольтные помехи, что идеально подходит для транспортных, промышленных и медицинских приложений.



Для снижения мощности, рассеиваемой на кристалле в высоковольтных приложениях, в LTC3777 интегрирован высокоэффективный малопотребляющий импульсный источник смещения для питания внутренних цепей микросхемы. Выходное напряжение LTC3777 может быть установлено в диапазоне от 1.2 В до 150 В при выходных токах, значения которых, в зависимости от выбора внешних компонентов, могут достигать десятков ампер. Один контроллер способен обеспечить выходную мощность до 500 Вт, а для питания более сильноточных нагрузок используется конфигурация из нескольких параллельных микросхем. Выходные напряжения мощных драйверов затворов N-канальных MOSFET с выходными сопротивлениями 1.5 Ом настраиваются от 6 В до 10 В, что позволяет использовать транзисторы как с логическими, так и со стандартными уровнями управления.

LTC3777 основана на запатентованной архитектуре с управлением по току дросселя и фиксированной частотой переключения в понижающем, повышающем и понижающе-повышающем режимах. Микросхема может работать с внутренним или внешним источником синхронизации с частотой от 50 кГц до 600 кГц. Контуры регулирования входного и выходного токов обеспечивают поддержку зарядки аккумуляторов и защиту от перегрузки по току. Для увеличения КПД при легких нагрузках пользователь может выбрать либо режим принудительной непрерывной проводимости, либо прерывистый режим. В число дополнительных функций и возможностей LTC3777 входят «бесшовная» смена режимов работы, монитор выходного напряжения

с выходом «Питание в норме», регулируемые параметры мягкого старта, блокировка при повышенном входном напряжении и отсоединение выхода от входа при выключении микросхемы.



Зависимость КПД и потерь мощности от входного напряжения.

LTC3777 выпускается в 48-выводном корпусе e-LQFP, несколько выводов которого оставлены неподключенными для создания высоковольтных промежутков. Доступны версии для расширенного и промышленного диапазонов рабочих температур от -40°C до $+125^{\circ}\text{C}$.

Сводка основных характеристик LTC3777

- Понижающе-повышающая синхронная архитектура с четырьмя ключами и управлением по току дросселя;
- Возможность работы при входных напряжениях больших, меньших или равных выходному;
- Диапазон входных напряжений от 4.5 В до 150 В;
- Диапазон выходных напряжений от 1.2 В до 150 В;
- КПД до 99%;
- Интегрированный импульсный источник напряжения смещения;
- Ограничение средних значений входного или выходного тока;
- Драйверы затворов MOSFET с выходными напряжениями, регулируемые от 6 В до 10 В;
- Совместимость с N-канальными MOSFET со стандартными или логическими пороговыми;

- Выходная мощность одного устройства до 500 Вт;
- Фиксированная частота переключений от 50 кГц до 600 кГц с возможностью синхронизации внешним тактовым сигналом;
- Отсоединение выхода от входа при выключении микросхемы;
- Настраиваемые параметры мягкого старта;
- Точность источника опорного напряжения $\pm 1\%$ в диапазоне температур от $-40\text{ }^\circ\text{C}$ до $+125\text{ }^\circ\text{C}$;

- 48-выводной корпус e-LQFP с пропущенными выводами для обеспечения высоковольтных зазоров.

Цена и доступность

Микросхемы LTC3777 освоены в серийном производстве. Потребителям доступны также единичные образцы. Цена одного прибора, выпускаемого в корпусе e-LQFP-48 с размерами 7 мм × 7 мм, в партиях из 1000 штук начинается от \$8.40.

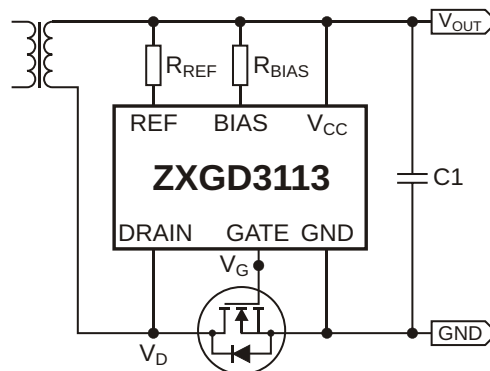
Diodes анонсировала выпуск высокоэффективного контроллера синхронного выпрямителя

Отвечая на растущие потребности рынка в устройствах с высоким КПД и большой плотностью мощности, компания Diodes анонсировала выпуск контроллера синхронного выпрямителя ZXGD3113. Микросхема может использоваться для замены выпрямителей на диодах Шоттки в источниках питания, основанных на преобразователях с обратнотопологией или резонансной топологией. ZXGD3113 управляет внешним MOSFET, таким, например, как 100-вольтовый DMT10H015LPS с сопротивлением канала 16 мОм, включенным в конфигурации для работы в качестве идеального диода. Замена диода Шоттки комбинацией из ZXGD3113 и MOSFET может значительно повысить КПД AC/DC источников питания, используемых на рынках промышленного, потребительского и телекоммуникационного оборудования.



Благодаря высокому КПД, устройство не нуждается в теплоотводе, и по сравнению с диодами Шоттки экономит много места на печатной плате. Дополнительный выигрыш в размерах решения дает компактный корпус

SOT26, а также достигающая 250 кГц рабочая частота, позволяющая использовать более миниатюрные трансформаторы.



Типовая схема включения ZXGD3113W6.

Реализованная в ZXGD3113 технология пропорционального управления затвором обеспечивает быстрое выключение синхронного MOSFET при работе в режиме непрерывной проводимости, хотя контроллер может работать также в режимах прерывистой и критической проводимости. Не превышающее 10 мВ пороговое напряжение выключения драйвера затвора и большие вытекающий и втекающий токи, составляющие 1.5 и 3 А, соответственно, позволяют эффективно управлять низкороговыми синхронным MOSFET. Широкий диапазон рабочих напряжений от 3.5 В до 40 В означает, что устройство может подключаться непосредственно к выходу блока питания, гарантируя достаточный запас устойчивости к импульсным помехам и высоким входным напряжениям, таким, например, как 24 В.

Нexperia выпускает семейство делителей частоты в миниатюрных корпусах с одним выходом

Новое семейство делителей, устойчивых к перегрузкам по входам, повысит надежность и гибкость создаваемых устройств

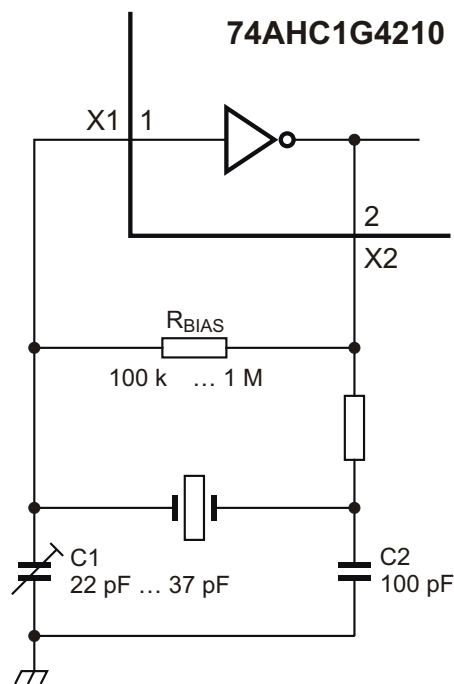
Nexperia, бывшее подразделение стандартных продуктов компании NXP, сообщает о выпуске новой линейки микросхем делителей частоты с генераторами, расширившей семейство стандартных приборов АНС. В новых делителях 74АНС1G42хх впервые реализована защита входов, которая, обеспечивая их устойчивость к перегрузкам по напряжению в системах с несколькими шинами питания, увеличивает надежность и гибкость создаваемых конструкций.



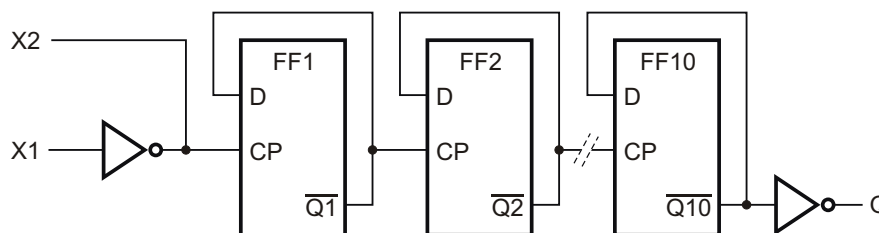
Стандартные логические микросхемы счетчиков-делителей, такие как 74НС4020, 74НС4040 и 74НС4060, имеют большое количество выходов, которые во многих приложениях остаются неиспользованными, занимая лишнее место на печатной плате. Специализированные микросхемы 74АНС1G42хх с одним выходом, предназначенные для деления частоты в 2^{XX} раз ($XX = 01 \dots 16$), выпускаются в корпусах TSSOP5 площадью всего 4.4 мм^2 , что намного меньше устройств в корпусах SO16.

Старший менеджер Nexperia по логическим продуктам Майкл Лайонс (Michael Lyons) комментирует: «По сравнению с решениями на микросхемах 74НС40хх, разработчики,

воспользовавшиеся новыми приборами, имеют возможность сэкономить до 93% площади печатной платы, которую можно использовать для реализации дополнительных функций. Например, в таком промышленном приложении, как модуль измерения уровня воды, наши микросхемы с одним выходом позволят сократить объем устройства с 10 см^3 до 4 см^3 . Nexperia также определила множество других приложений, включая автомобильные, в которых требуется только один выход делителя. Если же потребуется большее количество выходов, можно использо-



Подключение внешних компонентов генератора на микросхеме 74АНС1G4210.



Блок схема микросхемы 74АНС1G4210.

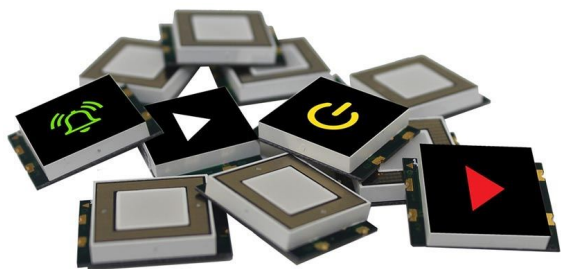
вать некоторые из наших новых делителей АНС, также занимающих минимальную площадь на плате».

Что касается характеристик целостности сигналов, то делители с одним выходом серии 74АНС1G42xx, выпускаемые в корпусах Mini Logic, полностью эквивалентны другим решениям компании. Устройства, расчи-

танные на работу в температурном диапазоне от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$, в настоящее время проходят процедуру сертификации на соответствие требованиям стандарта автоэлектроники АЕС-Q100. Потребителям уже доступны три делителя новой серии: 74АНС1G4210, 74АНС1G4212 и 74АНС1G4214 с числом каскадов 10, 12 и 14, соответственно.

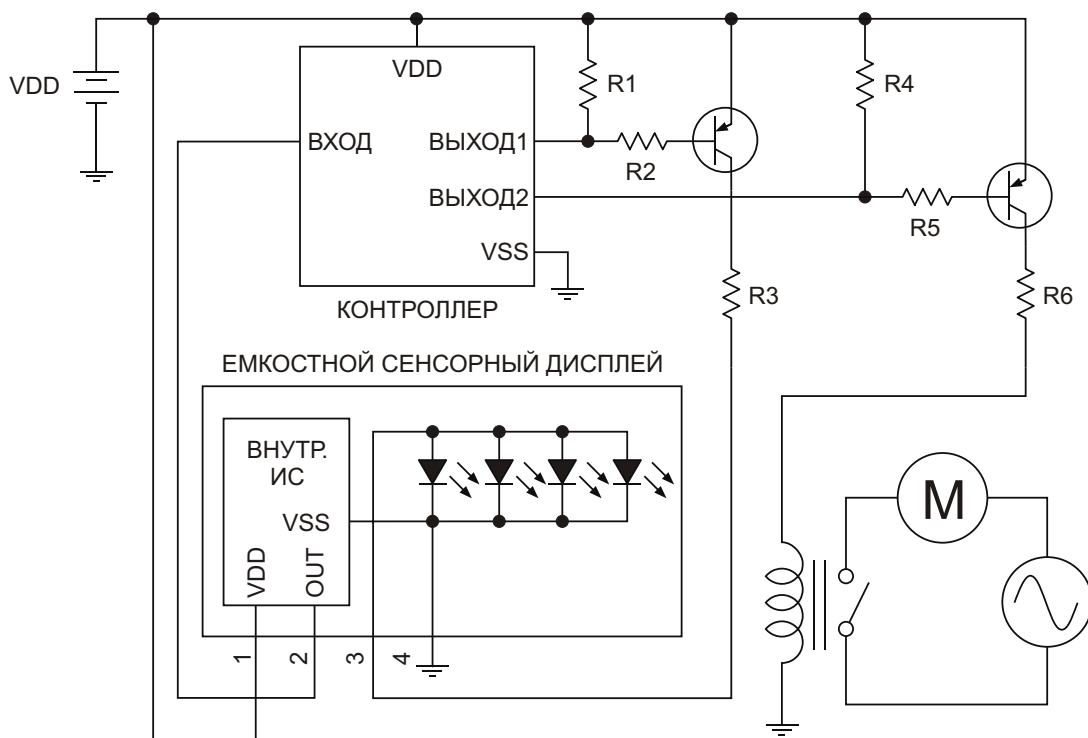
VCC представляет новую серию светодиодных сенсорных дисплеев

Компания Visual Communications (VCC) недавно объявила о выпуске серии светодиодных дисплеев с датчиками касания в корпусах для поверхностного монтажа, имеющих наименьшие размеры в отрасли.



Серия светодиодных сенсорных дисплеев CSM выпускается в корпусах с уникальными для отрасли размерами $15.0\text{ мм} \times 15.0\text{ мм} \times 3.2\text{ мм}$. Приборы могут монтироваться непосредственно на поверхность платы, или даже перевернутыми (в вырез печатной платы), чтобы сэкономить на плате дополнительное место, являющееся ценным ресурсом для портативных устройств, размеры которых становятся все меньше и меньше.

Эти компактные, но яркие светодиодные сенсорные дисплеи могут использоваться в широком диапазоне приложений, включая медицинскую технику, средства домашней автоматизации, мобильные устройства, а



Типовая схема включения дисплеев CSM.

также портативные измерительные приборы. По мере того, как размеры устройств будут уменьшаться, а управление становится еще более интуитивным, VCC будет продолжать поддержку разработчиков, снижая размеры и повышая интеллект светодиодных продуктов.

Зеленые, желтые, красные, синие и белые приборы CSM позволяют создавать быстрые и интеллектуальные интерфейсы, ускоряющие реакцию пользователя и повышающие безопасность за счет использования пиктограмм вместо текста. Помимо стандартных пиктограмм, таких как «Включено», «Выключено», «Тревога» и стрелки указателей, по заказу потребителей могут выпускаться приборы с любыми другими рисунками.

Кроме того, емкостные сенсорные дисплеи, такие как приборы серии CSM, упрощают процесс производства и увеличивают ресурс изделий по сравнению с механическими переключателями, поскольку не имеют подвижных элементов, способных изнашиваться или сломаться.

Основные особенности приборов серии CSM

- Светодиодный дисплей с датчиком касания в корпусе для поверхностного монтажа;
- Объединенные технологии сенсорных датчиков и светодиодных индикаторов;
- Высокая надежность конструкции, обусловленная отсутствием подвижных механических частей;
- Упрощают разработку и сборку устройств;
- Способ монтажа: прямой на поверхность или перевернутый в вырез печатной платы;
- Цвета: насыщенный красный, белый, чистый зеленый, синий или желтый;
- Сенсорный датчик: встроенная микросхема;
- Стандартный корпус с размерами 15.0 мм × 15.0 мм × 3.2 мм;
- Технология, обеспечивающая однородность свечения и высокую оптическую прозрачность;
- Стандартные наклейки: «Включено», «Выключено», «Тревога», стрелки указателей;
- Любые наклейки, изготавливаемые по заказу пользователя;
- Отвечают предписаниям экологических директив RoHS и REACH.

Приборы серии CSM доступны для приобретения через каналы дистрибуции компании VCC.

Почему обмотки дросселя обратного преобразователя могут иметь разное число витков

Часть 2

Окончание. Начало в номере 01-2018

Александр Русу, Одесса, Украина

Влияние коэффициента трансформации дросселя на коэффициент передачи по напряжению

Итак, в импульсных преобразователях можно использовать как дроссель с одной обмоткой, которая может иметь отпайки, так и

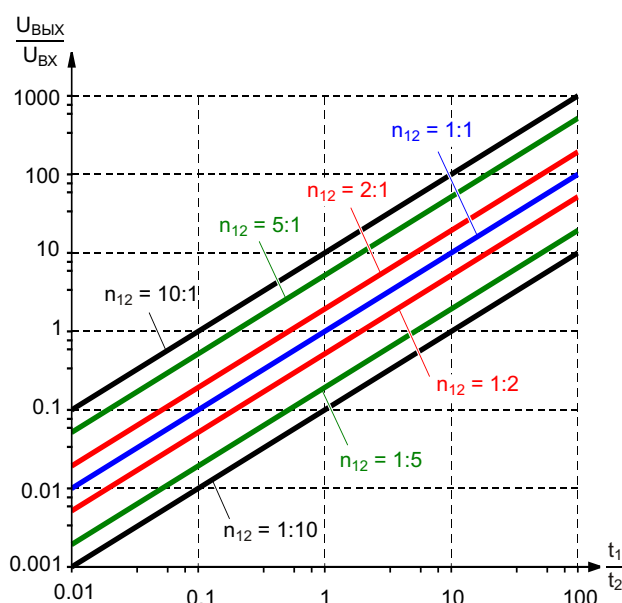


Рисунок 5. Регулировочные характеристики обратного преобразователя при различных коэффициентах трансформации дросселя.

две отдельные обмотки. Согласно (6), коэффициент трансформации дросселя в первую очередь влияет на коэффициент передачи по напряжению $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$, и нам осталось только выяснить как.

Рассмотрим графики зависимостей $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ от соотношения t_1/t_2 (Рисунок 5), построенные по формуле (6) и являющиеся разновидностями регулировочных характеристик. Из графиков видно, что изменением коэффициента трансформации дросселя можно сместить регулировочную характеристику по вертикали, а значит, и обеспечить необходимое соотношение t_1/t_2 при заданном $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$.

Рассмотрим подробно этот вопрос на примере выпрямительного устройства с выходным напряжением $U_{\text{ВЫХ}} = 12 \text{ В}$. После выпрямления напряжения сети с действующим значением 220 В напряжение на входе преобразователя $U_{\text{ВХ}}$ составит около 300 В, а $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = 12/300 = 0.04$. Если в схеме использовать дроссель с $n_{21} = 1$, то, согласно (6), соотношение t_1/t_2 также будет равно 0.04.

Чтобы перевести t_1/t_2 в привычные для большинства специалистов относительные длительности открытых состояний ключей, предположим, что преобразователь работает в режиме непрерывной проводимости, для которого справедливо:

$$t_1 \quad t_2 \quad T. \quad (7)$$

В этом случае:

$$k_1 = \frac{(t_1/t_2)}{1 (t_1/t_2)}, k_2 = \frac{1}{1 (t_1/t_2)}; \quad (8)$$

где $k_1 = t_1/T$, $k_2 = t_2/T$ – относительные длительности, соответственно, первого и второго этапов преобразования.

Теперь по формуле (8) можно определить, что при $t_1/t_2 = 0.04$ k_1 и k_2 будут равны:

$$k_1 = \frac{0.04}{1 \cdot 0.04} = 0.0385, k_2 = \frac{1}{1 \cdot 0.04} = 0.9615.$$

Допустим, гальваническая развязка не требуется, и мы при том же значении $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ можем использовать инвертирующую схему с однообмоточным дросселем. При этом длительность t_1 должна быть меньше 4% от длительности периода, что очень мало, поскольку выходное напряжение еще нужно как-то регулировать. Кроме того, при легкой нагрузке преобразователь может перейти в разрывной режим, при котором t_2 будет меньше чем в режиме непрерывной проводимости, и для того чтобы не допустить увеличения напряжения на выходе, необходимо уменьшать t_1 пропорционально t_2 , сохраняя неизменным

Таблица 2. Значения t_1/t_2 , k_1 и k_2 при разных коэффициентах трансформации дросселя для обратногоходового и инвертирующего преобразователя при $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}} = 0.04$

n_{21}	2	1	0.5	0.2	0.1	0.04
t_1/t_2	0.02	0.04	0.08	0.2	0.4	1
k_1	0.0196	0.0385	0.074	0.167	0.286	0.5
k_2	0.9804	0.9615	0.926	0.833	0.714	0.5

соотношение t_1/t_2 . Вот и получается что для сетевого выпрямителя как инвертирующая, так и обратногоходовая схемы на основе дросселя с $n_{21} = 1$ из-за сложности управления труднореализуемы на практике.

Идеальным с точки зрения регулирования является режим, когда при номинальном входном напряжении $t_1/t_2 = 1$. В этом случае, согласно (8), относительные длительности этапов преобразования составят:

$$k_1 = \frac{1}{1 \cdot 1} = 0.5, k_2 = \frac{1}{1 \cdot 1} = 0.5,$$

и контроллер будет иметь максимальный диапазон регулировки напряжения как в сторону увеличения, так и в сторону уменьшения. Кроме того, при $t_1/t_2 = 1$ скорости изменения магнитного потока d/dt и токов в обмотках di/dt минимальны, а значит, преобразова-

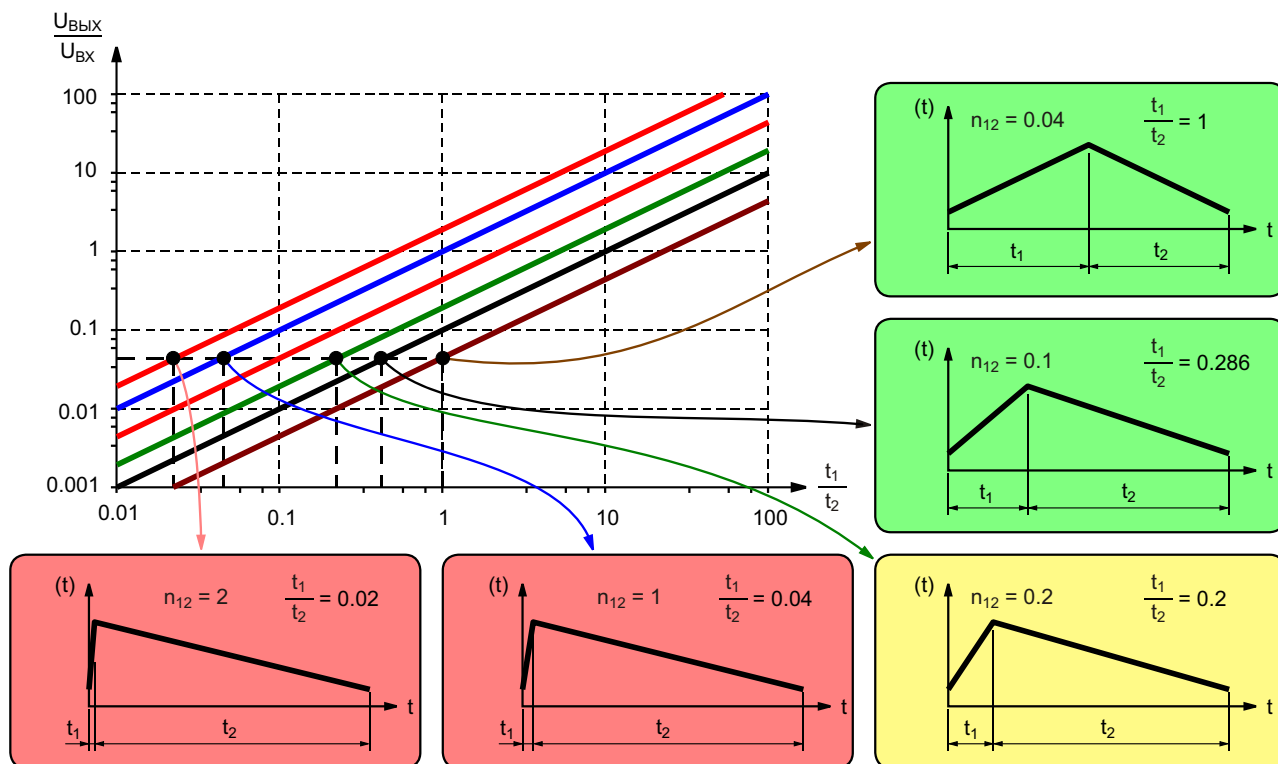


Рисунок 6. Влияние коэффициента трансформации на форму магнитного потока дросселя.

тель будет создавать меньше электромагнитных помех.

Для реализации желаемого режима работы ($t_1/t_2 = 1$) в рассматриваемом примере необходимо, согласно (6), выбрать дроссель с коэффициентом трансформации $n_{21} = 0.04$, при котором на один виток обмотки W2 приходится 25 витков обмотки W1. Чтобы в полной мере «ощутить» влияние коэффициента трансформации дросселя в Таблице 2 приведены значения t_1/t_2 , k_1 и k_2 , а на Рисунке 6 показаны диаграммы магнитного потока (t) дросселя при различных значениях n_{21} .

Из графиков видно, что изменение коэффициента трансформации дросселя может как улучшить, так и ухудшить ситуацию. Так, например, при выборе $n_{21} > 1$ соотношение t_1/t_2 станет еще меньше, а регулировка выходного напряжения еще сложнее.

Теперь понятно, почему у всех дросселей из Таблицы 1 соотношение числа витков N_2/N_1 меньше единицы. При таких параметрах дросселя легче управлять силовой частью и поддерживать выходное напряжение с требуемой точностью. Так, например, для дросселей, рассчитанных на выходное напряжение 12 В, коэффициент трансформации находится в диапазоне 0.1...0.15, а значит относительная длительность первого этапа преобразования k_1 при входном напряжении 220 В будет равна приблизительно 25%. Смещение рабочей точки в эту область объясняется широким диапазоном рабочих напряжений и возможностью работать в сетях с иным номинальным напряжением, например, 110 В без какой-либо дополнительной настройки схемы.

Для понижающей и повышающей схем за счет преобразования меньшего количества энергии дросселю необходим меньший объем магнитопровода по сравнению с инвертирующим и обратноходовым преобразователями [2]. Однако из-за того, что вход или выход виртуального импульсного регулятора в этих схемах соединяются последовательно с входом и выходом преобразователя, на одном из этапов преобразователя к одной из обмоток дросселя прикладывается меньшее напряжение чем в обратноходовой схеме. Поэтому формула (6), справедливая для импульсного регулятора, для понижающей и повышающей схем оказывается неверна.

Для получения обобщенной формулы для всех четырех рассмотренных схем воспользуемся методом учета способа включения

импульсного регулятора с помощью коэффициентов топологии схемы [2, 4, 5]. Ее вывод аналогичен выводу формулы (6), а результат имеет вид:

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{F_2 \cdot n_{21}(t_1/t_2)}{1 - F_1 n_{21}(t_1/t_2)}, \quad (9)$$

где F_1 , F_2 – коэффициенты топологии схемы (Таблица 3).

Таблица 3. Коэффициенты топологии схемы

Преобразователь	F_1	F_2
Понижающий	1	0
Повышающий	0	1
Инвертирующий	0	0
Обратноходовой	0	0

Графики зависимостей $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ от отношения t_1/t_2 при разных коэффициентах трансформации дросселя для преобразователей понижающего и повышающего типов показаны на Рисунке 7. Из графиков видно, что с помощью n_{21} можно изменить лишь форму регулировочной характеристики, то есть, каким бы ни было значение n_{21} , понижающая схема не может увеличить входное напряжение, а повышающая его уменьшить.

Для понижающего преобразователя использование дросселя с $n_{21} < 1$ позволяет расширить рабочий диапазон $U_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$. Так, например, если необходимо понизить напряжение в 10 раз, то при использовании обычного дросселя с $n_{21} = 1$ соотношение $t_1/t_2 = 0.1$, чему, согласно (8), соответствует $k_1 = 0.1$, $k_2 = 0.9$, что уже достаточно проблематично реализовать на практике. При этом выбор дросселя с $n_{21} = 0.1$ обеспечивает $t_1/t_2 = 1$ ($k_1 = 0.5$, $k_2 = 0.5$), что не вызовет никаких проблем со стороны контроллера. А вот использование дросселя с $n_{21} > 1$, наоборот, не позволяет значительно понизить $U_{\text{ВХ}}$, но зато увеличивает точность установки $U_{\text{ВЫХ}}$, что может быть полезно при разработке прецизионных схем.

Для повышающего преобразователя ситуация обратна. Увеличение коэффициента трансформации дросселя еще больше повышает выходное напряжение. То есть, увеличить $U_{\text{ВХ}}$ в 100 раз при использовании дросселя с $n_{21} = 1$ практически невозможно, а вот при использовании дросселя с $n_{21} = 100$ никаких проблем на возникает, поскольку в этом слу-

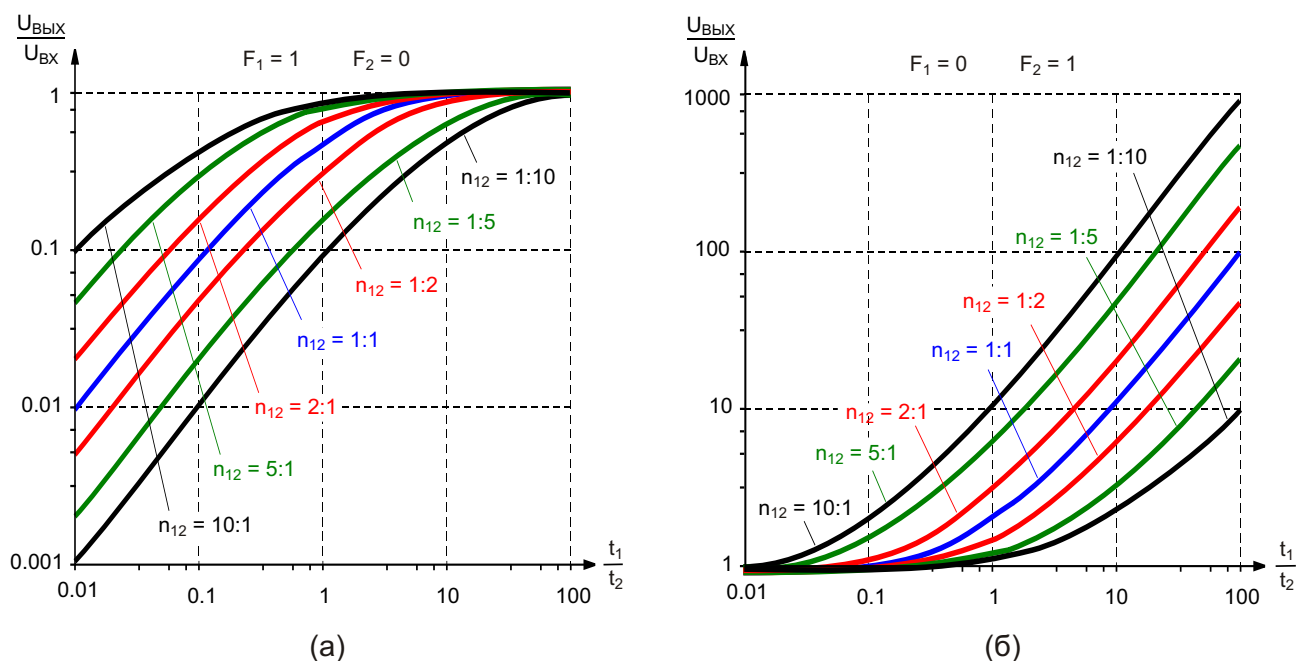


Рисунок 7. Регулировочные характеристики для понижающего (а) и повышающего (б) преобразователей при разных коэффициентах трансформации дросселя.

чае $t_1/t_2 \approx 1$ ($k_1 \approx 0.5, k_2 \approx 0.5$). Выбор же дросселя с $n_{21} < 1$ уже не позволит намного увеличить $U_{ВХ}$, но зато обеспечит высокую точность стабилизации.

Теперь становится понятно, почему понижающий и повышающий преобразователи с однообмоточным дросселем обычно используются в диапазоне $0.1 < U_{ВЫХ}/U_{ВХ} < 10$. При выходе за границы этого диапазона, во-первых, уменьшение объема магнитопровода уже не так значительно [2], а во-вторых, возникают проблемы со стороны управления, поскольку при $t_1/t_2 < 0.1$ или $t_1/t_2 > 10$ уже сложно как управлять силовыми транзисторами, имеющими конечное время переключения, так и поддерживать требуемую точность выходного напряжения.

Заключение

Возможности работы с разным числом витков на разных этапах преобразования уделено, на мой взгляд, недостаточно внимания в специализированной литературе, несмотря на то, что обратноходовые преобразователи, в которых используется этот режим, являются одной из самых распространенных схем. В результате одинаковые по своей природе физические процессы в

обратноходовой и, например, понижающей схеме имеют разные методики расчета, трудно стыкуемые между собой. Разобравшись в этом вопросе, вы сможете совершенно на другом уровне понимания проектировать как «классические», так и более сложные схемы, например, многоканальных преобразователей, потребность в которых увеличивается с каждым годом. **РЛ**

Список источников

1. Материалы с сайта Premier magnetics <http://www.premiermag.com>.
2. Русу А.П. Откуда появились базовые схемы преобразователей // РадиоЛоцман – 2017. – №9. – С.28 – 31 (Часть 1). – №10. – С.32 – 38 (Часть 2).
3. Русу А.П. Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку // РадиоЛоцман – 2017. – №11. – С.26 – 30 (Часть 1). – №12. – С.24 – 28 (Часть 2).
4. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА) – 2016. – №6. – С.17 – 29.
5. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. – 2016. – №2(62). – С.10 – 24.

Волоконно-оптические трансиверы компании «Файбер Трейд»

Часть 2

Окончание. Начало в номере 01-2018

Юрий Петропавловский

В каталоге «Файбер Трейд» 2017 года представлено несколько десятков артикулов (исполнений) модулей SFP (Рисунок 5), отличающихся скоростью передачи данных (0.1-4.25 Гбит/с) и рабочим расстоянием (от 300 м до 200 км). Модули соответствуют требованиям MSA и спецификаций SFF-8472; эти спецификации поддерживают более 60 компаний, в том числе многие из перечисленных выше. Все исполнения модулей с рабочим расстоянием до 80 км выпускаются в трех климатических вариантах – 0...70 °С, –10...+80 °С, –40...+85 °С (температура окружающей среды).



Рисунок 5. Модули SFP «Файбер Трейд».

Основные особенности и параметры модулей:

- Длины волн передатчиков: 850 нм, 1310 нм, 1490 нм, 1550 нм (ближний инфракрасный диапазон спектра);
- Типы модулей: одноволоконные, двухволоконные, с режимами CWDM и DWDM, с разъемами RJ45;
- Напряжение питания/ток потребления: 3.3 В/300 мА;
- Мощность передатчиков/чувствительность приемников: –18...+6 дБм/–37...–15 дБм;
- Габариты: 58.4 × 13.9 × 12.6 мм

К этой группе относятся и Copper SFP трансиверы форматов Gigabit Ethernet и 1000BASE-T, выполненные в соответствии со стандартами IEEE 802.3-2002 и IEEE 802.3ab. Трансиверы обеспечивают передачу цифровых сигналов по витой паре со скоростью 10-1000 Мбит/с на расстояние до 100 метров.

Основные особенности всех ВОТ, выпускаемых «Файбер Трейд», приведены на

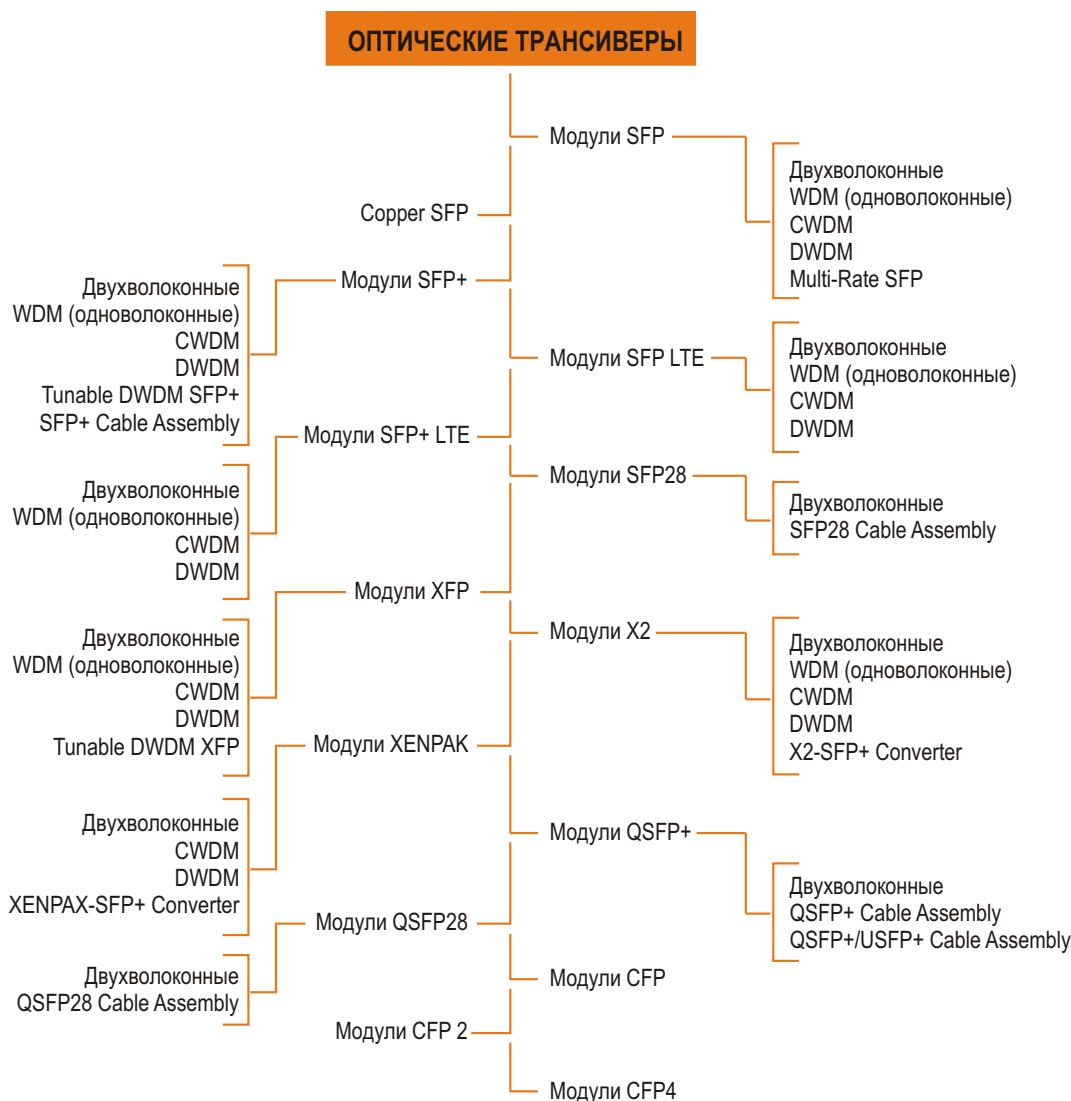


Рисунок 6. Номенклатура ВОТ «Файбер Трейд».

Рисунке 6. Как видно из рисунка, многие модули обеспечивают режимы работы CWDM и DWDM.

Технология глубокого спектрального мультиплексирования – CWDM (Coarse Wavelength Division Multiplexing) позволяет одновременно передавать несколько информационных каналов по одному оптическому волокну на различных несущих частотах (рекомендации международного союза электросвязи ITU-T.G.694.2). Передача сигналов в режиме CWDM производится в диапазоне 1260-1630 нм на 18 каналах с шагом 20 нм (распределение каналов по ITU-T. G.652 Fiber показано на Рисунке 7).

Технология плотного спектрального мультиплексирования – DWDM (Dense Wavelength Division Multiplexing) позволяет одно-

временно передавать по одному оптическому волокну до 160 независимых информационных каналов на различных оптических несущих. Частотный план для DWDM определяется стандартом ITU G.694.1. Comancho. На Рисунке 8 показаны каналы для DWDM в C- и L-диапазонах на фоне спектрального распределения CWDM. Системы с DWDM предъявляют более высокие требования к компонентам оборудования, чем CWDM системы: важны такие параметры как ширина спектра источника излучения и качество узкополосных оптических фильтров, что отражается на стоимости систем.

В заключение коротко рассмотрим особенности ВОТ различных форм-факторов, представленных в каталоге «Файбер Трейд» 2017 года.

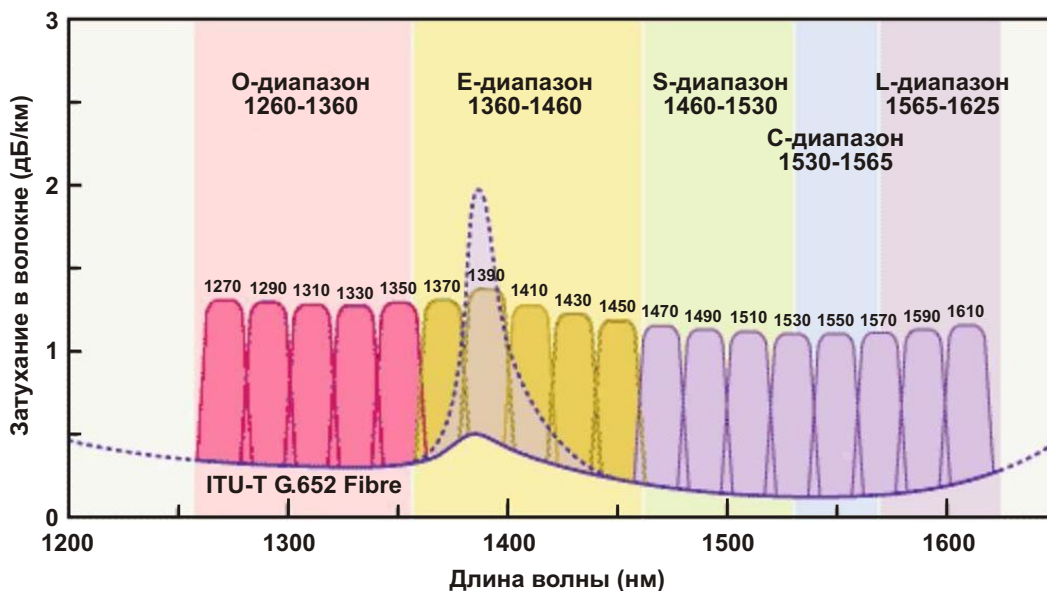


Рисунок 7. Распределение каналов CWDM.

SFP+ (Enhanced Small Form-factor Pluggable)

Модули этого форм-фактора по внешнему виду и габаритам незначительно отличаются от модулей SFP. Эта улучшенная версия SFP модулей позволяет организовать симплексные и дуплексные каналы связи со скоростью передачи данных до 10 Гбит/с на длинах волн 850/1310/1550 нм в режимах CWDM/

DWDM. Поддерживаемые протоколы: SONET/SDH, Fiber Channel, Gigabit Ethernet, 10Gigabit Ethernet и другие.

SFP LTE, SFP+ LTE

Модули форм-фактора SFP, предназначенные для работы в сетях сотовой связи LTE с поддержкой протоколов CPRI: 2.458/1.229/

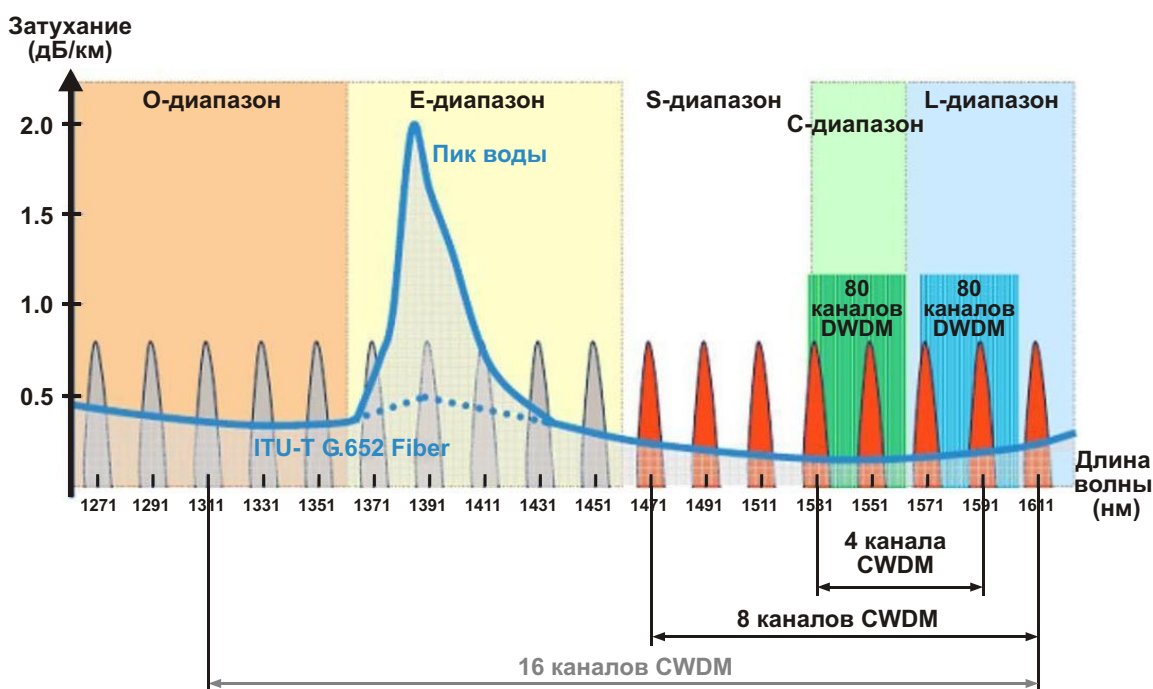


Рисунок 8. Распределение каналов DWDM.

0.614 Гбит/с и OBSAI: 3.072/1.536/0.76 Гбит/с. Габариты и внешний вид – как у модулей SFP.

SFP 28

Модули форм-фактора SFP с поддержкой протокола 25G Ethernet, обеспечивающие скорость передачи данных до 25 Гбит/с (Рисунок 9).



Рисунок 9. Модуль SFP28.

XFP (10Gbit Small Form-factor Pluggable)

Протоколо-независимые оптические трансиверы «горячей» замены (Рисунок 10). Поддерживаемые протоколы: 10-Gbit/s Sonet/SDH, 10 Gigabit Ethernet, 10 Gigabit Fiber Channel, SONET OC-192 & SDH STM 64, 10GBASE-ER/EW, DWDM Networks. В модули встроена система цифрового мониторинга (DDM), позволяющая в реальном времени контролировать целый ряд параметров и режимов работы модулей, например, выходную мощность передатчика, уровень входного оптического сигнала, ток лазера, ток смещения фотоприемника, напряжение питания и другие.



Рисунок 10. Модули XFP.

X2

Внешний вид BOM этого форм-фактора показан на Рисунке 11. Модули X2 отличаются повышенной выходной мощностью передатчика (до 5 дБм) и потребляемой мощностью (порядка 4 Вт), в связи с чем в конструкции предусмотрены теплоотводы. Приборы поддерживают различные протоколы со скоростью передачи данных до 10 Гбит/с и дальностью связи до 80 км.



Рисунок 11. Модули X2.

XENPAK

Эти трансиверы первого форм-фактора обеспечивают передачу данных по двум одномодовым (дальность 10-80 км) или многомодовым (до 500 м) оптическим волокнам со скоростью до 10 Гбит/с. Поддерживаемые протоколы – 10GBASE SR 10G Ethernet, 10GBASE-LR 10G Ethernet (Рисунок 12).



Рисунок 12. Модули XENPAK.

QSFP+

Компактные оптические трансиверы, выполненные в соответствии с новым промышленным стандартом Quad Small Form-factor Pluggable Plus – QSFP+ (Рисунок 13). Модули предназначены для дуплексной передачи данных по двум одномодовым или многомодовым оптическим волокнам со скоростью до



Рисунок 13. Модули QSFP+.

40 Гбит/с. Стандарт QSFP+ предусматривает применение твинаксиального пассивного оптического кабеля 40G QSFP+, заменяющего по своим характеристикам четыре стандартных кабеля SFP+. Для примера, на Рисунке 14 показаны четыре кабеля SFP+ и заменяющий их кабель 40G QSFP+. При использовании кабелей 40G QSFP+ в телекоммуникационном оборудовании достигается более высокая плотность портов, экономичность, и снижается энергопотребление в сравнении с системами на основе SFP+ кабелей.



Рисунок 14. Оптические кабели.

QSFP28

Компактные модули этого форм-фактора (Рисунок 15) предназначены для портов высокой плотности в центрах обработки данных (ЦОД), в высокопроизводительных вычислительных сетях и транспортных сетях провайдеров. В модули интегрированы четыре трансивера 25 Гбит/с с лазерами, работающими на длине волны 1310 нм. Приборы соответствуют спецификациям SFF-8661.



Рисунок 15. Модуль QSFP28.



Рисунок 16. Модуль CFP.

CFP

Съемные оптические трансиверы форм-фактора C (C form-factor pluggable) предназначены для дуплексной передачи данных по четырем или десяти каналам в обоих направлениях со скоростями 25 Гбит/с или 10 Гбит/с в каждом канале с общей пропускной способностью 40 Гбит/с или 100 Гбит/с (Рисунок 16).



Рисунок 17. Модуль CFP2.



Рисунок 18. Модуль CFP4.

CFP2

Более компактная версия модулей CFP. Применение этих модулей позволяет увеличить плотность портов оборудования практически в два раза. Внешний вид модуля CFP2 показан на Рисунке 17.

CFP4

Самый компактный модуль среди трансиверов форм-фактора С (Рисунок 18). Его габариты примерно такие же, как у модулей XFP. Приборы поддерживают протокол 100G Ethernet и могут обеспечивать передачу данных на расстояние до 10 км со скоростью до 100 Гбит/с. **РЛ**

Универсальный драйвер реле и соленоидов для любых напряжений питания

James Lockridge, Texas Instruments

Electronic Design

Вместо источника фиксированного напряжения намного эффективнее и гибче использовать источник тока, чтобы характеристики схемы не зависели от напряжения шины питания и изменений сопротивления реле и катушек

Диапазон рабочих напряжений реле и соленоидов очень широк. В большинстве оборудования для автоматизации производства и технологических процессов используются источники питания 24 В. Тем не менее, пользователи могут столкнуться с необходимостью управления катушками в других диапазонах постоянных или переменных напряжений, таких как 12 В, 36 В и 48 В, а для некоторых клапанов и контакторов даже 120 В или 220/240 В. Для каждого напряжения нужны разные варианты конструкции

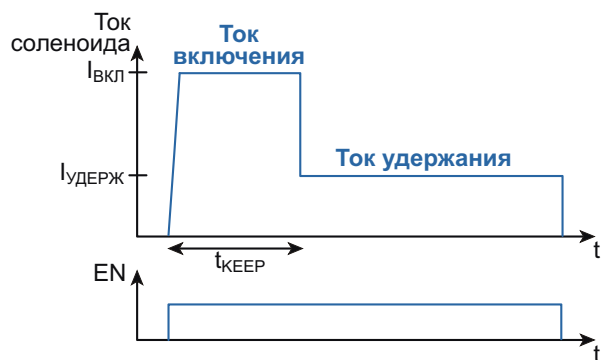


Рисунок 1. Пример того, как управление формой тока с помощью ШИМ позволяет снизить среднюю мощность потребления.

катушки. Необходимость иметь устройства с катушками для всех возможных напряжений увеличивает объем складских запасов и усложняет снабжение запасными частями.

Вариантом решения может быть использование одной 12-вольтовой катушки с последовательным резистором, ограничивающим ток катушки для каждого значения напряжения. Однако это приводит к большим потерям энергии и рассеянию тепла на резисторе, особенно, если 12-вольтовая катушка используется в конструкции с питанием 220/240 В.

Более энергоэффективное решение заключается в том, чтобы, используя ШИМ-управление и обратный диод, регулировать ток соленоида. Дополнительно это дает возможность добавить обратную связь по выходному току. ШИМ позволит также формировать профиль тока управления, чтобы увеличить его во время активации, а затем снизить ток до значения, достаточного для удержания соленоида (Рисунок 1).

Проще всего реализовать ШИМ-управление без обратной связи по току, однако изменения сопротивления катушки, темпера-

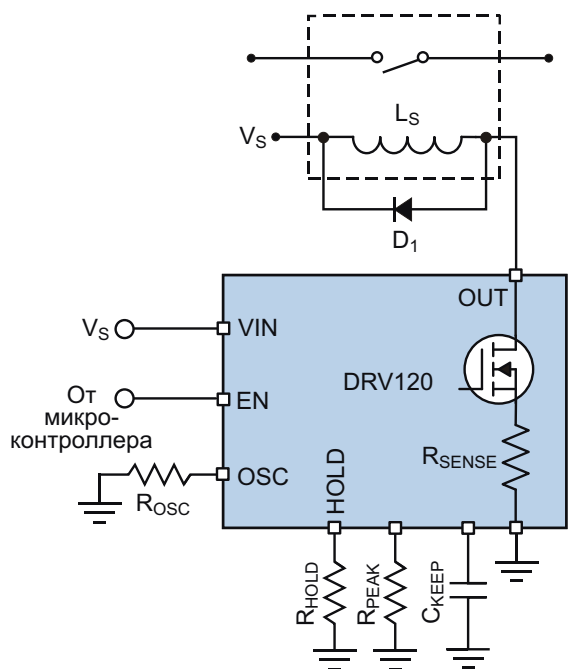


Рисунок 2. Управляя соленоидом или реле с помощью тока, а не напряжения, в данном случае, используя микросхему DRV120, дает возможность обеспечить требуемые уровни управления независимо от напряжения шины питания или от температурных изменений сопротивления катушки.

туры, напряжения питания и другие факторы могут стать причиной непреднамеренного отключения соленоида. С ростом температуры сопротивление катушки будет увеличиваться. Согласно закону Ома, увеличение сопротивления приводит к уменьшению тока. Поскольку сила магнитного поля определяется током, с уменьшением тока уменьшается и магнитная сила.

Поэтому более надежным способом управления катушками и реле является ШИМ-управление с обратной связью по току, использующее токоизмерительный резистор. При токовом управлении драйвер стабилизирует ток катушки на требуемом уровне независимо от ее сопротивления, что делает схему более устойчивой к воздействию температуры. Реализовать обратную связь по току можно с помощью микроконтроллера и дискретных компонентов, или воспользоваться драйвером реле/соленоидов, таким, например, как DRV120 (Рисунок 2).

Для ШИМ-управления в приложениях с сетевым питанием переменного напряжения, прежде всего, должно быть выпрямлено.

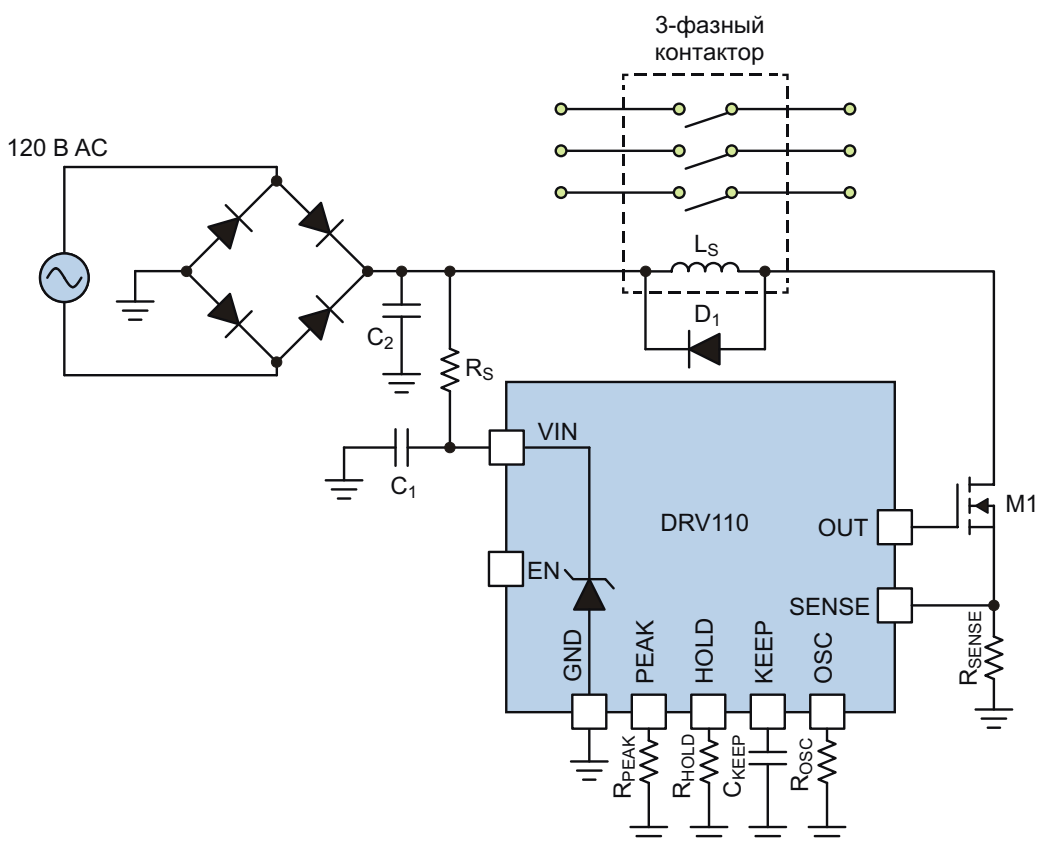


Рисунок 3. При подключении дополнительного резистора R_s DRV110 может работать с выпрямленными сетевыми напряжениями переменного тока 120 В и 230 В (а также и с низкими напряжениями постоянного тока), управляя катушкой контактора переменного тока.

После этого такой драйвер как DRV110 (аналогичный DRV120), при наличии токоограничительного резистора RS и стабилитрона, может безопасно оперировать высоким напряжением. Выпрямленное переменное напряжение непосредственно управляет соленоидом или клапаном (Рисунок 3). Использование для управления контактором постоянного тока вместо переменного упрощает конструкцию электромагнита, позволяя исключить из сердечника катушки короткозамыкающий виток.

При токовом методе управления достаточно иметь единственную 12-вольтовую катушку с требуемым усилием втягивания для любого переменного или постоянного напряжения от 12 В до 48 В, и потенциально даже от 120 В до 240 В. Это позволяет расширить ассортимент продуктов, разработав схему лишь для одного типа катушек.

Другая проблема возникает тогда, когда разработчик хочет использовать определенное реле или соленоид, но напряжение доступной шины питания слишком высоко, например, если катушка рассчитана на 12 В, а напряжение шины равно 24 В. Хотя одно «очевидное» решение состоит в том, чтобы просто переключиться на использование устройства с катушкой 24 В, сделать это на практике не всегда легко, так как включение нового элемента в перечень разрешенных к приме-

нению компонентов может оказаться сложным и длительным процессом, который задержит выход на рынок конечного продукта.

Эту проблему решает использование токового управления, поскольку 12-вольтовые реле или соленоиды разработчики могут применять в системах и с 12-, и с 24-вольтовыми шинами, и даже подготовиться к выпуску продуктов следующего поколения с напряжениями шин 36 В или 48 В. Таким образом, токовое управление позволит продолжить использование выбранного ранее соленоида или реле, возможно, в системах со всеми тремя напряжениями питания. Дополнительно, за счет сокращения номенклатуры покупных изделий, можно рассчитывать на скидки при покупке больших партий однотипных компонентов. **РЛ**

Ссылки

1. [Driving solenoid coils efficiently in switchgear applications](#)
2. [Current Controlled Driver for 230V AC Solenoids Reference Design](#)
3. [Current Controlled Driver for 24-V DC Solenoid with Plunger Fault Detection Reference Design](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments DRV110](#)
2. [Datasheet Texas Instruments DRV120](#)

настоящее немецкое качество

Testboy
GmbH, Germany

контрольно-
измерительное
оборудование

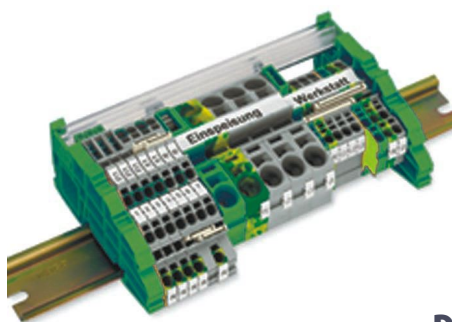


»»» **JOKARI**[®]
original

инструмент для
разделки кабеля
и снятия изоляции



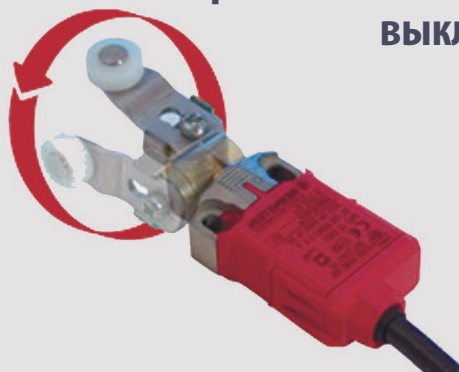
WAGO[®]
INNOVATIVE CONNECTIONS



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



Некоторые технологические достижения в электронике 1956 года

Steve Taranovich

EDN

Когда EDN дебютировал в 1956 году, начав снабжать технической информацией разработчиков электрических и электронных систем, транзисторы только-только начинали изменять облик электронной индустрии. Давайте посмотрим на некоторые электронные разработки и идеи из той эпохи.

Германиевые выпрямители для промышленных устройств

Для преобразования переменного тока в постоянный в 1956 году использовались поликристаллические выпрямители. Типичными материалами, которые применялись в этих устройствах, были сульфид магния-меди, окись меди и селен. В 1956 в качестве материала для выпрямителей начал всерьез рассматриваться германий. Германиевые выпрямители имели другие характеристики, потребовавшие усилий для разработки новых методов проектирования.

Выпрямители из селена и окиси меди имели большие площади выпрямления, работая при низких плотностях тока 0.3 А на квадратный дюйм. В мощных источниках питания это требовало использования элементов больших площадей или их объединения в блоки. В качестве бонуса большая площадь обеспечивала идеальное рассеивание тепла в месте его выделения, а также служила отличным радиатором в случае внезапных бросков тока или коротких замыканий. Без

проблем подавлялись и броски напряжения, если их продолжительность не была слишком большой. Разработчикам нравились эти устройства, которые они успешно использовали на протяжении многих лет.

Новые германиевые выпрямители были немного меньше и работали при плотностях тока в несколько сотен ампер на квадратный дюйм. Они оказались намного более эффективными, что привело к уменьшению общего количества выделяемого тепла, но на единицу площади устройства оно все еще оставалось большим (Рисунок 1). Сам по себе германиевый кристалл представлял собой

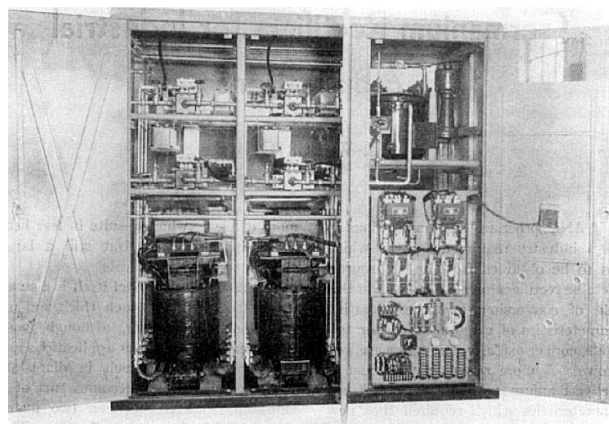


Рисунок 1. Германиевые выпрямители, использованные в одной приборной стойке, рассчитанной на напряжение 60 В и ток 2000 А. (Фото: [1]).

небольшую пластину толщиной от 0.5 до 0.75 мм и диаметром до 25 мм, но в большинстве мощных приложений использовались кристаллы диаметром около 12 мм.

Ниже перечислены основные преимущества и недостатки селеновых выпрямителей.

Преимущества

1. Высокий рабочий КПД
2. Очень хорошее саморегулирование
3. Небольшие размеры
4. Низкое прямое сопротивление
5. Высокое обратное сопротивление

Недостатки

1. Низкая тепловая перегрузочная способность
2. Температурные ограничения
3. Восприимчивость к броскам тока
4. Восприимчивость к броскам напряжения

Инженеры придумали изобретательные и эффективные способы преодоления этих недостатков.

Транзисторные видеоусилители с расстроенными контурами

В статье 1956 года «Транзисторные видеоусилители с расстроенными контурами» [2] автор Виктор Гринич (Victor H. Grinich) описывает конструкцию видеоусилителя, предназначенного для телевидения и радаров, которым не требовался точный контроль усиления. Проектирование усилителей такого типа на вакуумных лампах в то время было довольно простой задачей. Предметом горячего обсуждения в кругах разработчиков тогда были полосовые усилители на электронных лампах с заземленным катодом.

Хотя эра транзисторов еще только начиналась, во многих схемах они уже заменяли лампы, и разработчики искали способы их использования в видеоусилителях. Трудность заключалась в том, что в то время транзисторы были намного сложнее электронных ламп, и простые методы проектирования на лампах плохо подходили для транзисторов.

В 1956 году Георг Бруун (Georg Bruun) разработал довольно простую конструкцию усилителя с общим эмиттером [3]. Основным камнем преткновения при использовании

транзисторов в видеоусилителях здесь были сложности, связанные с двусторонней симметрией транзистора. Бруун сумел решить все проблемы, прежде всего, обусловленные емкостной составляющей эффекта Миллера, порождаемого барьерной емкостью коллектора. Это позволило предложить простые и точные процедуры конструирования видеоусилителей.

Гринич применил метод Брууна в конструкции видеоусилителя на основе фильтра Баттерворта с максимально плоской характеристикой (Рисунок 2).

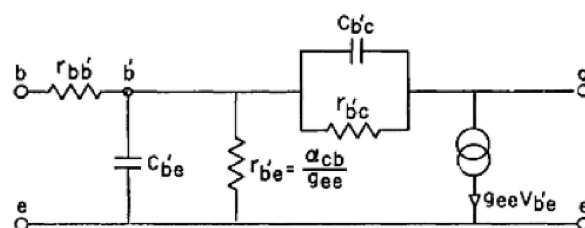


Рисунок 2. Двухпортовое представление гибридного П-образного каскада с общим эмиттером. Емкость $C_{b'c}$ (емкость коллектора) является основной причиной, по которой транзисторы не могли хорошо работать в схемах видеоусилителей. (Фото: [3]).

Системы видеонаблюдения в больницах

В 1956 году во многие больницы не допускались посетители, которым не исполнилось 14 лет. Это побудило инженеров разработать систему «Visit-Vision», позволявшую посетителю, находящемуся в вестибюле, разговаривать по телефону с пациентом и даже видеть друг друга на экране телевизора в больничной палате. В системе использовалась стандартная камера 60-B и стандартный монитор типа 602, которые размещались внутри треугольной кабины со стороной 6 футов. Телефон находился внутри кабины, где также устанавливались люминесцентные лампы освещения, а выходной сигнал камеры передавался в главный распределительный узел телевизионной системы больницы. Он мог транслироваться по неиспользуемому каналу (в то время в Чикаго использовались каналы 2, 5, 7, 9 и 11), так что сигналы системы Visit-Vision с двумя боковыми полосами проходили через распределительную

систему больницы без проблем, связанных с перекрестными искажениями (Рисунок 3).

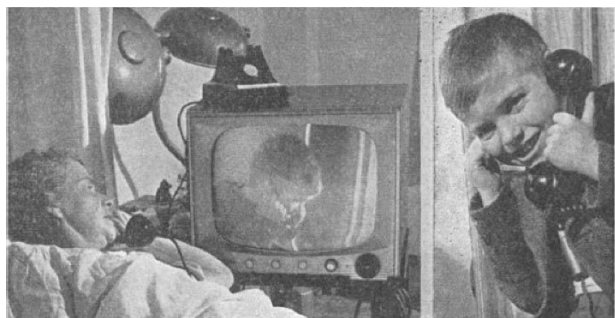


Рисунок 3. Показанная здесь система «Visit-Vision» использовалась пациентами больницы в Морристауне, штат Нью-Джерси. Лежа в кровати, женщина разговаривает со своим ребенком, которого видит на экране монитора.

Эта система была разработана компанией ITV – нью-йоркским дистрибьютором оборудования для видеонаблюдения, выпускаемого Dage Television – мичиганским отделением компании Thompson Products. Устройство поставлялось укомплектованным камерой, монитором и кабиной по цене около \$2,500.

Миллиметровые волны и их применение

В 1956 году Р. Г. Феллерс (R. G. Fellers) занимался изучением частотного диапазона между спектром радиоволн и инфракрасной областью, известной как миллиметровый диапазон, поскольку длины волн охватывали участок от 1 мм до 10 мм [4]. Этим длинам волн соответствовали частоты от 30,000 до 300,000 млн колебаний в секунду, или, говоря современным языком, частоты от 30 ГГц до 300 ГГц. Нижняя граница частотного диапазона находилась немного выше радиочастот, которые использовались во время Второй мировой войны, а верхняя была максимальной для известных в то время СВЧ устройств.

Из-за множества новых военных и гражданских систем, появившихся к 1956 году, существующий частотный спектр быстро заполнялся. Кроме того, сервисы, уже работавшие в то время, нуждались в расширении частотных полос. Использование миллиметровых волн рассматривалось как способ создания новых сервисов и снижения давления на существующий спектр частот. Спектр миллиметровых волн позволил бы десятикратно увеличить пропускную способность

каналов. Причиной, потребовавшей расширения полос пропускания и перехода на высокие несущие частоты, стало использование более коротких импульсов и новых способов широкополосной модуляции в телевизионных, радиолокационных и коммуникационных системах.

Другими преимуществами миллиметровых волн были меньшие размеры антенн и возможность формирования более узко сфокусированного луча, позволяющие увеличить ее усиление. (При мощности передатчика 10 мВт эффективная излучаемая мощность могла достигать 1 кВт).

Главным недостатком миллиметровых волн было влияние на них атмосферных эффектов. Это затрудняло использование миллиметровых волн в плохую погоду (облака, туман, дождь и т. д.), однако делало их очень полезными для обнаружения облаков и дождя с помощью радиолокаторов. Использование этих частот в коммуникационных устройствах широкого распространения в то время не получило вследствие очень ограниченной дальности связи.

Еще одной важной областью применения этого спектра была микроволновая спектроскопия, используемая при исследовании молекулярных структур. В 1956 году также высказывалось мнение, что именно в этом миллиметровом диапазоне, используемом для подобных исследований, может произойти переход из проводящей области в сверхпроводящую.

Большие надежды возлагались на клистроны, магнетроны и лампы бегущей волны. Разработанные к тому времени отражательные клистроны работали в частотных диапазонах от 26,000 до 60,000 колебаний в секунду с выходной мощностью от 30 мВт в нижней области частот до 5 мВт на частоте 60,000 колебаний в секунду. Тогда таких уровней мощности было достаточно для большинства гетеродинов и измерительных приложений; при этом считалось, что клистроны



Рисунок 4. Отражательный клистрон CV2116. (Фото из частной коллекции Роя Джонсона).

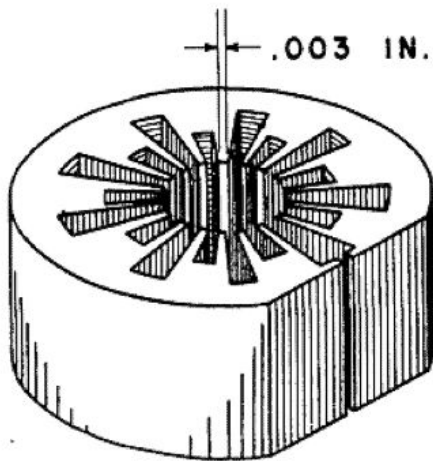


Рисунок 5. Это солнцеобразная структура (с очень тонкими перегородками) анода магнетрона миллиметрового диапазона. (Фото: [4]).

достигли конечной точки своего развития. Клистроны, используемые в диапазоне 60,000 колебаний в секунду, требовали жестких допусков, высочайшего качества обработки поверхностей и сложных технологий производства (Рисунок 4).

Было показано, что для использования в диапазоне более коротких волн лучше подходят импульсные магнетроны. Достигнутые к 1956 году пиковые мощности составляли 100 кВт на длине волны 6.3 мм и 20 кВт на

волне 3.3 мм. Обнаруживаемая мощность наблюдалась на длине волны 1.1 мм. В этих электровакуумных приборах использовались в основном аноды солнцеобразной структуры с чрезвычайно тонкими перегородками между резонаторами (Рисунок 5).

И, наконец, усилители бегущей волны, в которых использовались спиральные и волноводные структуры, продемонстрировали возможность обеспечивать непрерывную мощность 10 мВт на длине волны 5 мм. Генераторы на лампах обратной волны (частота которых сегодня достигла терагерцового диапазона), спроектированные как структуры спирального и пространственно-гармонического типа, работали на длинах волн 3.0 мм. Тогда казалось, что лампы такого типа будут самыми перспективными приборами для освоения высокочастотного спектра. **РЛ**

Ссылки

1. [Germanium Rectifiers for Industrial Applications](#), L W Burton, AIEE, March 1956
2. [Stagger-Tuned Transistor Video Amplifiers](#), Victor H. Grinich, IRE Transactions on Broadcast and Television Receivers, 1956
3. [Common-Emitter Transistor Video Amplifiers](#), Georg Bruun, Member IRE, 1956
4. [Millimeter Waves and Their Applications](#), R. G. Fellers, Member AIEE, October 1956

Компаратор на основе операционного усилителя. Плюсы и минусы

Lou Frenzel

Electronic Design

Вообще говоря, сделать из операционного усилителя хороший компаратор невозможно. Чтобы получить оптимальные характеристики и не тратить дополнительное время на отладку, лучше всего использовать специализированную микросхему компаратора.

Компаратор – отличная схема, поскольку обеспечивает почти идеальный переход от аналогового сигнала к цифровому. Компаратор выглядит как устройство с двумя линейными входными сигналами, уровень цифрового выхода которого может быть либо высоким, либо низким, в зависимости от соотношения входных сигналов. Просто, но очень полезно.

Если в вашем устройстве должна быть подобная схема, лучше всего использовать микросхему компаратора, предназначенную именно для таких приложений. Однако многим разработчикам известно, что стандартный операционный усилитель (ОУ) также можно использовать в качестве компаратора. Это особенно привлекательно в тех случаях, когда в устройстве остается незадействованный ОУ, и его использование не потребует ни дополнительных затрат, ни места на печатной плате.

Однако, весьма вероятно, что получившийся из ОУ компаратор не оправдает ваших ожиданий, и его характеристики, возможно, будут далеки от оптимальных. Ошибки, обусловленные непрофессиональным подходом, могут привести к тому, что время разработки и отладки намного превысит планируемое. Лучше всего, если вам нужен компаратор, и вы хотите избежать проблем и полу-

чить наилучший возможный результат, использовать микросхему компаратора.

В чем реальные различия между операционным усилителем и компаратором?

Основные различия между ними следующие:

- Встроенные цепи фазовой коррекции, необходимые для обеспечения устойчивости ОУ, делают устройство слишком медленным для операций переключения.
- Входные каскады ОУ обычно защищены диодами или дополнительными транзисторами, которые нередко препятствуют использованию ОУ в схеме компаратора.
- Выходной каскад ОУ рассчитан на использование в линейном режиме. При двуполярном питании его выходное напряжение изменяется от одной шины питания до другой, и для использования в цифровых схемах требует смещения уровней.
- Выходной каскад истинного компаратора сконструирован для работы в режиме насыщения со стандартными логическими уровнями сигналов. Часто его выход делается по схеме с открытым коллектором (стоком).

- Для установки коэффициента усиления и других характеристик схемы ОУ обычно включается с резисторами обратной связи. Компаратор, как правило, работает с разомкнутой петлей, то есть, без обратной связи.

- По сравнению с ОУ компараторы имеют меньшие времена задержки и очень высокую скорость нарастания выходного напряжения.

Несмотря на внешнее сходство, две схемы различны и предназначены для разных приложений.

Так можно ли использовать ОУ в качестве компаратора? [1] Возможно. Многие инженеры используют. Нередко так делают, когда требуется лишь один компаратор, а в корпусе счетверенного ОУ остался «свободный» усилитель. Необходимая для устойчивой работы ОУ фазовая коррекция означает, что такой компаратор будет очень медленным, но если особых требований к быстродействию не предъявляется, может быть достаточно и операционного усилителя. Иногда такой подход вполне приемлем, но в некоторых случаях он непригоден.

Работа компаратора

Один из способов разобраться с работой компаратора – изучить базовую конфигурацию ОУ, показанную на Рисунке 1а. Усилитель имеет очень большой коэффициент усиления без обратной связи ($A_{OL} \gg 1000$).

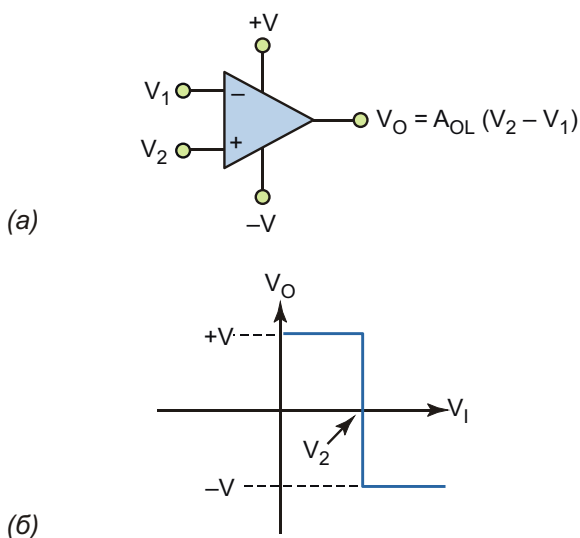


Рисунок 1. Операционный усилитель в инвертирующем включении (а) и его передаточная характеристика вход-выход (б).

То, что он усиливает, – это разность между двумя входами V_1 и V_2 . Выходное напряжение равно

$$V_O = A_{OL} (V_2 - V_1).$$

Из-за высокого коэффициента усиления для положительного или отрицательного насыщения выхода большого входного дифференциального сигнала ($V_2 - V_1$) не требуется. Например, при напряжении источника питания ± 5 В и коэффициенте усиления без обратной связи, равном 100,000, выходное напряжение достигнет шины питания при дифференциальном входном сигнале с уровнем $5/100,000 = 50$ мкВ или выше. Передаточная характеристика вход-выход изображена на Рисунке 1б.

Истинный компаратор работает от одного источника питания, как правило, того же, который используется для цифровой логики. Выход через подтягивающий резистор подключен к шине питания (Рисунок 2а). На

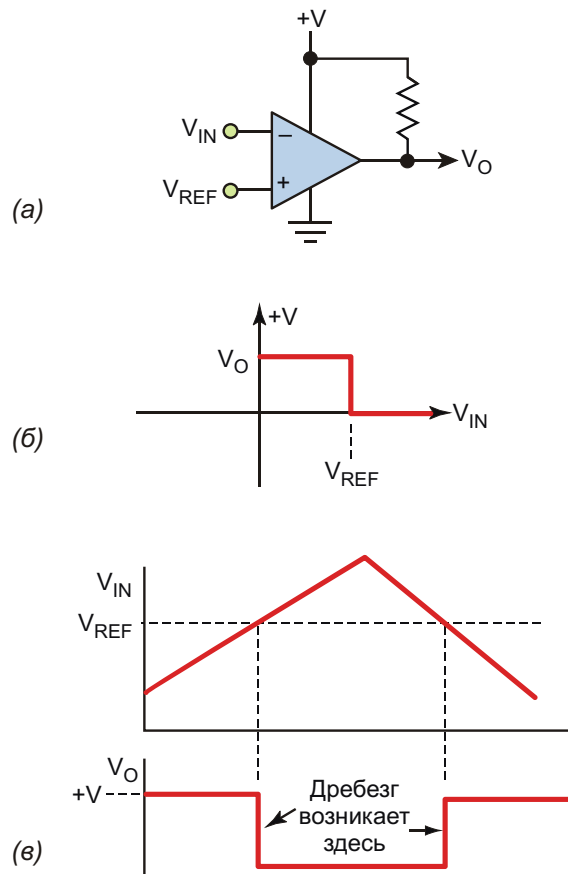


Рисунок 2. Типичное включение инвертирующего компаратора (а), его передаточная характеристика (б), а также сигналы на входе и выходе (е).

входы компаратора поданы опорное напряжение V_{REF} и сигнал V_{IN} , уровень которого сравнивается с опорным уровнем. В качестве опорного и сигнального может использоваться любой из двух выходов компаратора. Обычно опорное напряжение постоянно, а входной сигнал изменяется. Компаратор может включаться в двух основных конфигурациях:

- **Инвертирующая:**

V_{IN} подключается к инвертирующему входу усилителя (-), а V_{REF} – к неинвертирующему (+) входу (Рисунок 2). Если $V_{IN} > V_{REF}$, уровень выходного напряжения низкий. Если $V_{IN} < V_{REF}$, уровень выходного напряжения высокий.

- **Неинвертирующая:**

(Подключение входов противоположное изображенному на Рисунок 2). V_{IN} подключается к неинвертирующему входу усилителя (+), а V_{REF} – к инвертирующему (-). Если $V_{IN} > V_{REF}$, уровень выходного напряжения высокий. Если $V_{IN} < V_{REF}$, уровень выходного напряжения низкий.

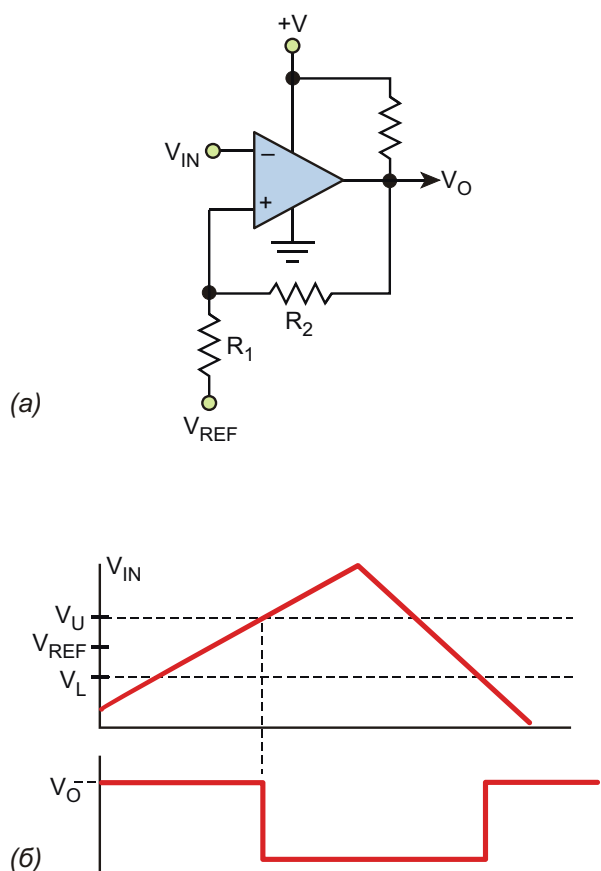


Рисунок 3. Гистерезис в компараторе (а) позволяет устранить дребезг при переключениях выхода (б).

На Рисунок 2 показана инвертирующая схема с фиксированным постоянным опорным напряжением и сигналом треугольной формы (Рисунок 2в). Пока входное напряжение ниже порога, уровень выхода остается высоким (см. передаточную характеристику на Рисунок 2б). Когда входной сигнал превысит порог, выход переключится в низкое состояние. Затем во время спада входного сигнала уровень выхода вновь станет высоким.

Шумы

Одной из часто возникающих проблем является шум или многократные кратковременные переключения выхода вблизи пороговых уровней компаратора. Этот так называемый «дребезг» возникает при медленном изменении входного сигнала и может стать причиной неправильной работы приложения. Это будет происходить даже при очень чистых входных сигналах, поскольку компараторы, как и ОУ, имеют собственные шумы. К такому же эффекту иногда приводят помехи, возникающие при больших скачках выходного напряжения, которые могут проникать обратно на вход через шины питания или другие цепи.

Единственным способом решения этой проблемы может быть использование гистерезиса [2] (Рисунок 3). Опорное напряжение подается через два резистора, обеспечивающих регенеративную, или положительную обратную связь, которая увеличивает скорость переключения и практически полностью исключает дребезг.

Гистерезис устанавливает напряжения верхнего (V_U) и нижнего (V_L) порогов переключения вокруг опорного уровня. Небольшое окно, или мертвая зона, обеспечивает свободное от дребезга чистое переключение выхода. Резисторы R_1 и R_2 задают пороговые напряжения, уровни которых могут быть рассчитаны с помощью следующих выражений:

$$V_U = V_{REF} \frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_2}{R_2} ,$$

$$V_L = V_{REF} \frac{R_2}{R_1 + R_2} .$$

Узнайте больше

Если вы хотите больше узнать о специфике использования операционных усилителей в качестве компараторов, обратите внимание на учебные курсы Texas Instruments. Урок 14 [3] посвящен принципам работы компаратора и описанию его ключевых характеристик по постоянному и переменному току. Рассказано, как добавить гистерезис для защиты

компаратора от входных шумов, а также приведены аргументы «за» и «против» использования ОУ в качестве компараторов. **РЛ**

Ссылки

1. [OpAmps used as Comparators – is it okay?](#)
2. [Comparators – what’s all the chatter?](#)
3. [TI Precision Labs - Op Amps: Comparator Applications 1](#)

Измерение стабильности генератора на основе логического элемента

Shyam Sunder Tiwari

Electronic Design

Когда разработчикам требуется быстро собрать простой источник импульсов, нередко они используют релаксационный генератор на базе цифровых логических элементов, таких, например, как инвертор 74НС14 с триггером Шмита на входах (Рисунок 1). Подобный генератор может оказаться полезным, например, для оцифровки сигналов датчиков, основанных на изменениях сопротивления или емкости измерительного элемента. Частота генерации будет отслеживать вариации сопротивления или емкости датчика, обеспечивая возможность измерения соответствующих физических параметров.

Такое использование генераторов на логических элементах ставит вопрос о том, насколько надежно способен генератор поддерживать стабильность частоты во времени и при изменениях температуры. Для минимизации влияния дрейфа параметров пассивных компонентов в схеме генератора я

использовал металлопленочные резисторы и конденсаторы с температурным коэффициентом NPO. Емкость конденсатора С1 равнялась 0.01 мкФ, а резистор R1 состоял из соединенных параллельно резисторов с сопротивлениями 1100 Ом и 1 МОм, что давало частоту генерации между 11 кГц и 12 кГц.

Для измерения температуры я использовал регистратор барометрического давления и температуры компании Intersema. Атмосферное давление во время измерений оставалось постоянным и равнялось 999.95 мбар, а относительная влажность составляла 75%. Представленные на Рисунке 2 результаты показывают, что частота увеличивалась с ростом температуры, и температурная стабильность не превосходила 1%/°С.

Какой-либо заметный временной дрейф зафиксирован не был. Видные на графиках изменения частоты во времени, по видимому, являются следствием небольших флукту-

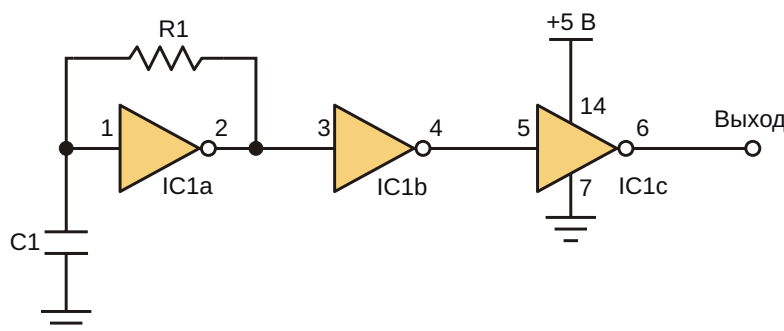


Рисунок 1. Релаксационные генераторы такого типа популярны и полезны, но ставят вопрос о стабильности их частоты во времени и при изменении температуры.

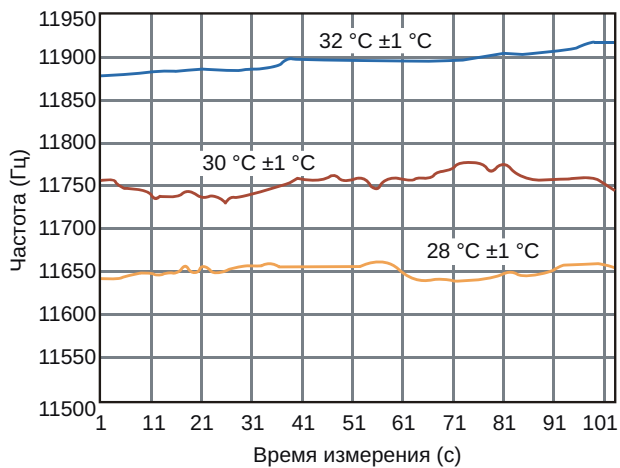


Рисунок 2. Испытания схемы выявили температурный дрейф частоты порядка 1%/°C.

аций температуры. Наиболее вероятной причиной низкой стабильности генератора может быть смещение пороговых уровней схемы гистерезиса.

Таким образом, генераторы подобного типа не способны обеспечить стабильность частоты лучше, чем 1%/°C. Зависимость от времени не наблюдалась, и находилась в пределах флуктуаций, обусловленных колебаниями температуры. Этот дрейф я связываю с изменениями порога гистерезиса внутренней входной схемы логического элемента. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC14](#)

170-ваттный удвоитель напряжения на плате размером 23 x 16.5 мм

Ya Liu, Jian Li, Jeff Zhang u Brian Lin, Analog Devices

Design Note 571

Введение

В приложениях с высокими входными и выходными напряжениями безындуктивные емкостные преобразователи (зарядовые

насосы) значительно улучшают КПД и сокращают размеры решения по сравнению с традиционными понижающими или повышающими топологиями, основанными на дросселях. При замене дросселя зарядовым насо-

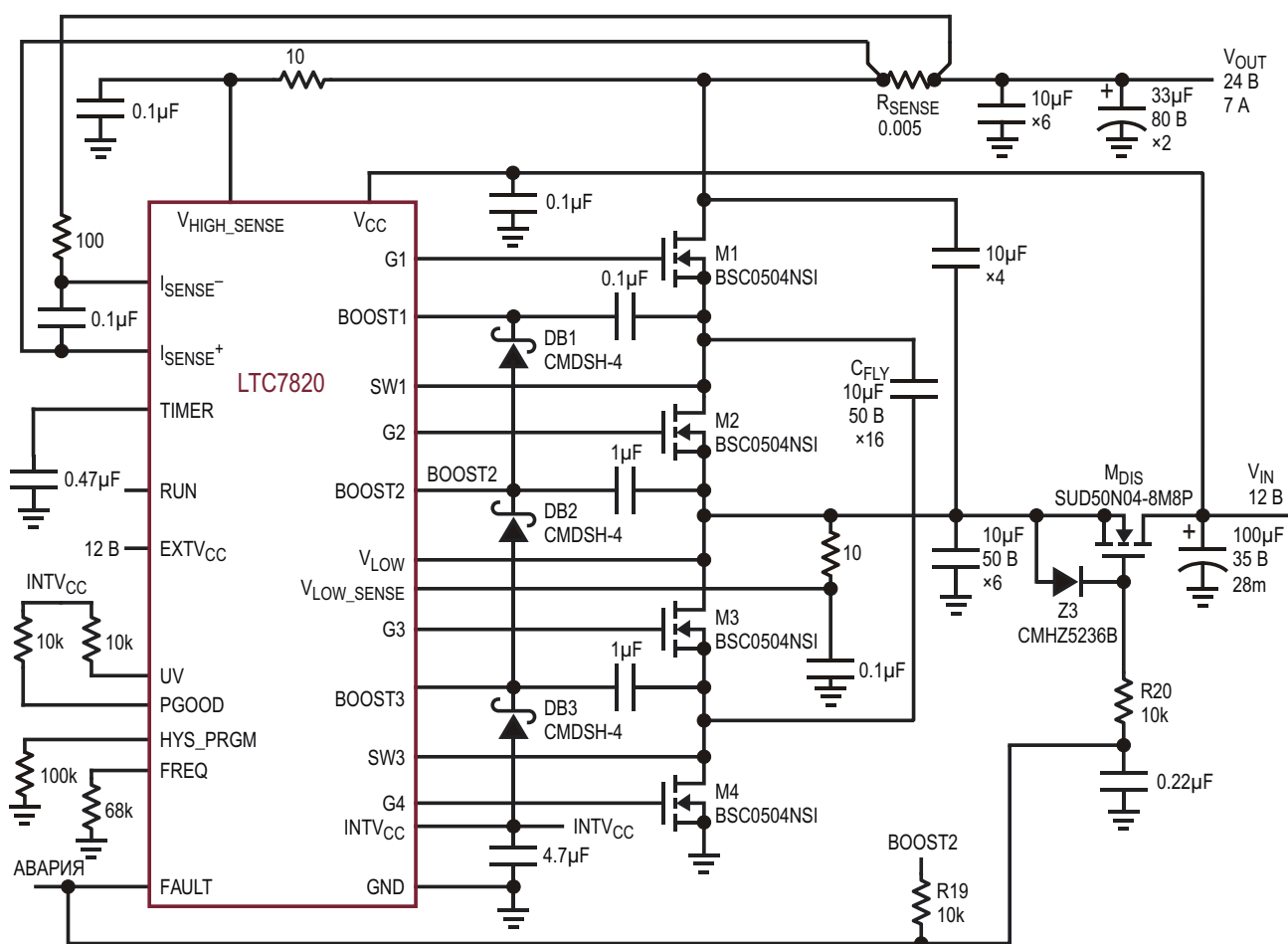


Рисунок 1. Высокоэффективный удвоитель напряжения 12 В с выходным током 7 А на основе микросхемы контроллера LTC7820.

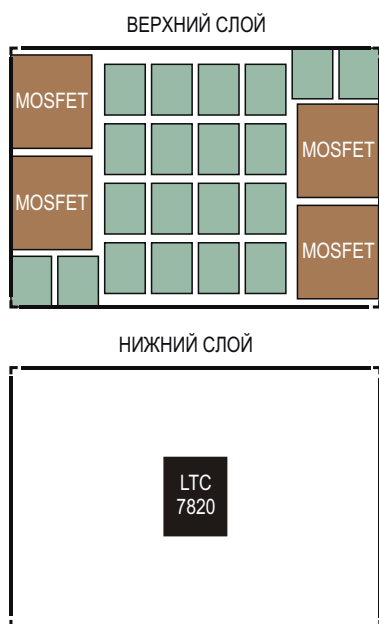


Рисунок 2. Предполагаемые размеры решения.

сом для накопления и передачи энергии от входа к выходу используется «плавающий конденсатор». Плотность энергии, запасаемой в конденсаторах, намного выше, чем в дросселях, благодаря чему плотность мощности в преобразователях, основанных на зарядовых насосах, увеличивается в 10 раз. Однако область применения зарядовых насосов традиционно ограничивалась приложениями малой мощности, что обусловлено проблемами, связанными с запуском, защитой, управлением затворами и стабилизацией выходного напряжения.

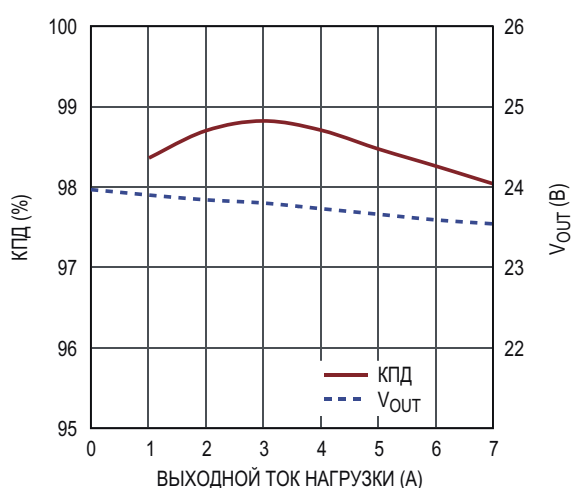


Рисунок 3. Зависимость КПД и выходного напряжения от тока нагрузки для удвоителя напряжения, работающего на частоте 500 кГц, при входном напряжении 12 В, выходном напряжении 24 В и токе нагрузки 7 А.

Все эти проблемы решает микросхема LTC7820, позволяющая создавать высокоэффективные решения (КПД до 99%) с большой плотностью мощности. Этот мощный высоковольтный контроллер коммутируемых конденсаторов с фиксированным коэффициентом преобразования напряжения, содержащий четыре драйвера затворов, при подключении внешних N-канальных MOSFET может использоваться в конфигурациях делителя, удвоителя или инвертора напряжения. В режиме понижения 2:1 максимальное входное напряжение равно 72 В, а в режимах повышения 2:1 и инвертора 1:1 – 36 В. Каждый мощный MOSFET переключается с коэффициентом заполнения 50% с постоянной предварительно установленной частотой.

На Рисунке 1 показана схема 170-ваттного удвоителя напряжения, в котором используется микросхема LTC7820. Входное напряжение схемы (V_{IN}), работающей на частоте 500 кГц при токе нагрузки до 7 А, равно 12 В, а выходное (V_{OUT}) – 24 В. Шестнадцать конденсаторов емкостью 10 мкФ (X7R, типоразмер 1210) выполняют функцию плавающего конденсатора (C_{FLY}), отдающего мощность в нагрузку. Приблизительные размеры преобразователя составляют 23 мм × 16.5 мм × 5 мм (Рисунок 2), а плотность мощности достигает 1500 Вт/дюйм³.

Высокий КПД

Благодаря отсутствию дросселя в схеме, все четыре MOSFET переключаются мягко, намного снижая коммутационные потери. Кроме того, в удвоителе на коммутируемом

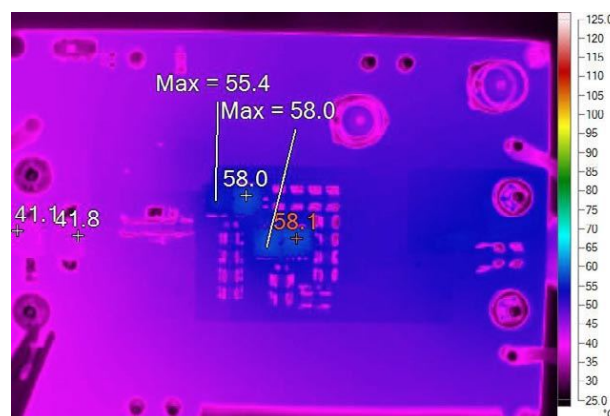


Рисунок 4. Термограмма платы удвоителя напряжения в условиях естественного охлаждения при входном напряжении 12 В, выходном напряжении 24 В, токе нагрузки 7 А и температуре воздуха 23 °С.

конденсаторе можно использовать MOSFET с низкими допустимыми напряжениями, что значительно уменьшает потери проводимости. Как показано на Рисунке 3, КПД преобразователя может достигать 98.8% в пике и 98% при полной нагрузке. Потери мощности сбалансированы между четырьмя ключами, что улучшает распределение тепла по плате, упрощая теплоперенос в конструкциях небольшого размера. Температура горячих пятен, которые видны на термограмме схемы (Рисунок 4), при естественном охлаждении всего на 35 °С превышает температуру окружающего воздуха, равную 23 °С.

Хорошая стабилизация по нагрузке

Несмотря на то, что основанный на LTC7820 удвоитель напряжения не имеет замкнутой петли регулирования, высокая эффективность микросхемы, как показывает Рисунок 3, обеспечивает высокое качество стабилизации – при полной нагрузке выходное напряжение снижается всего на 0.43 В (1.8%).

Запуск преобразователя

Если входное напряжение медленно нарастает от нуля, заряд конденсатора в схемах удвоителей напряжения происходит без выбросов тока. При медленном (порядка миллисекунд) росте входного напряжения выходное напряжение может отслеживать входное, и различие между напряжениями на конденсаторах остается небольшим, поэтому существенных бросков тока в схеме не возникает.

Для контроля скорости нарастания входного напряжения можно использовать разъединяющий МОП-транзистор (M_{DIS}) на входе или интегрированный в LTC7820 контроллер горячей замены, работа которого подробно описана в разделе типовых приложений технического описания микросхемы. В схеме на Рисунке 1 разъединяющий МОП-транзистор

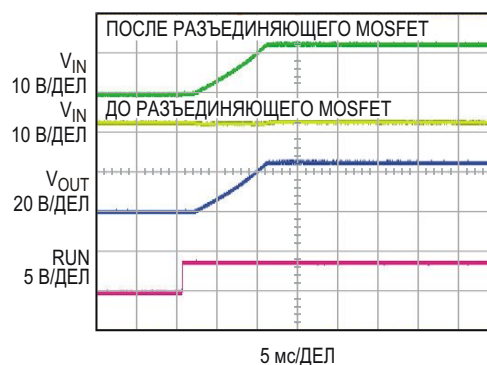


Рисунок 5. Форма напряжений во время запуска схемы при токе нагрузки 7 А.

подключен к входу. В отличие от делителей напряжения, рост входного напряжения удвоителя всегда должен начинаться с нуля, но запуск может происходить сразу при больших токах нагрузки. Процесс запуска преобразователя при токе нагрузки 7 А иллюстрируется Рисунком 5.

Заключение

Контроллер переключаемого конденсатора LTC7820 с встроенными драйверами затворов, управляя внешними MOSFET, может обеспечить очень высокий КПД (до 99%) и большую плотность мощности. Надежные функции защиты позволяют использовать LTC7820 в мощных высоковольтных приложениях, таких как шинные преобразователи, распределенные системы питания высокой мощности, коммуникационные системы и промышленные установки. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC7820](#)
2. [Datasheet Infineon BSC0504NSI](#)
3. [Datasheet Vishay SUD50N04-8M8P](#)
4. [Datasheet Central Semiconductor CMHZ5236B](#)
5. [Datasheet Central Semiconductor CMDSH-4](#)

Цифровой интерфейс ввода/вывода, совместимый с различными логическими уровнями

Steve Hageman

EDN

За время работы в исследовательской лаборатории я собрал множество универсальных систем выборки данных, подключаемых к ПК или иным контроллерам с помощью интерфейса RS-232 или локальной сети. Как правило, в этих небольших системах имеются АЦП, ЦАП и цифровые каналы ввода/вывода, выполняющие различные аппаратные функции, необходимые во время разработки и отладки устройства. С годами я установил для себя упрощенный стандарт аналогового интерфейса с диапазоном сигналов от 0 до 5 В. Однако с цифровой стороны за это же время появилось множество новых семейств логических микросхем, несовместимых с 5-вольтовыми уровнями, и мои наработки стали устаревать.

Для решения этой проблемы я разработал схему гибкого цифрового интерфейса на основе расширителя ввода/вывода MAX7301, выпускаемого компанией Maxim Integrated Products, и программируемого линейного источника питания, состоящего из регулируемого линейного стабилизатора напряжения MAX1658 и программируемого цифрового потенциометра MAX5400 с 256 позициями движка. В результате получилась схема программируемого интерфейса, совместимого с логическими уровнями микросхем, питающихся от источников 2.5, 3.3 и 5 В.

Всеми 20 входами и выходами MAX7301 и уровнями пороговых напряжений управляют два интерфейса SPI (Рисунок 1). В отличие от некоторых расширителей портов SPI со слаботочными выходными каскадами, располагающими только подтягивающими резисторами, микросхема MAX7301 (IC₁) имеет двухтактные выходы, способные работать с более высокими токами. При питании от линейного регулятора, управляемого по SPI, выходы MAX7301 могут обеспечить логические уровни от 2.5 В до 5 В. Интерфейсы программирования обоих устройств состоят из двух трехпроводных (плюс земля) SPI-соединений, использующих всего шесть сигнальных линий контроллера.

Шесть N-канальных MOSFET Vishay Si1012R (Q₁ ... Q₆) с низкими пороговыми напряжениями затворов изолируют выходы контроллера с фиксированными уровнями напряжений от входов IC₁ с переменными уровнями пороговых напряжений. Хотя с этой задачей одинаково хорошо справились бы многие стандартные трансляторы уровней, буферы на MOSFET дешевле и занимают мало места на интерфейсной плате. Для работы последовательного интерфейса на частотах, близких к предельным для IC₁ 26 МГц, выберите подходящие сопротивления резисторов R₁ ... R₆, чтобы времена

нарастания соответствовали выбранной тактовой частоте. Номиналы, использованные в схеме на Рисунке 1, подходят для работы SPI на частоте 1 МГц, поддерживаемой мало-мощными микроконтроллерами.

256-позиционный цифровой потенциометр MAX5400 (IC₂) изменяет уровень выходного напряжения схемы, управляя регулируемым линейным стабилизатором напряжения MAX1658 (IC₃). При записи в IC₂ кода, содер-

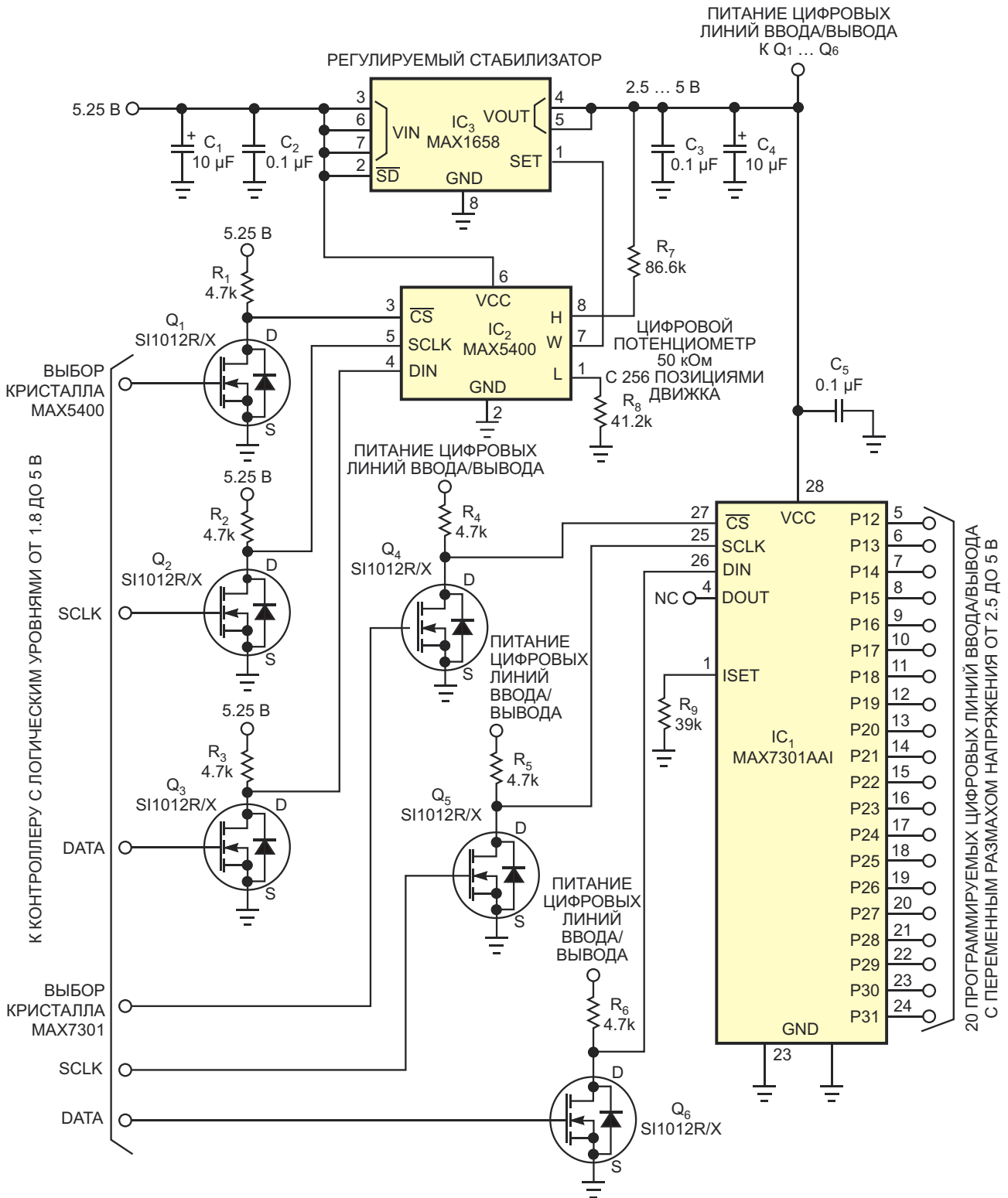


Рисунок 1. Пороговые уровни напряжений этого универсального цифрового устройства ввода/вывода устанавливаются с помощью программируемого источника питания.

жащего один нули, выходное напряжение IC_3 слегка превысит 5 В, а при записи кода, состоящего из одних единиц (десятичный эквивалент 255), выходное напряжение будет чуть меньше 2.5 В. Этого запаса вполне достаточно, чтобы компенсировать возможный разброс параметров компонентов и обеспечить полный диапазон регулировки от 2.5 В до 5 В. Запись в IC_2 десятичного числа 128 устанавливает номинальный выходной уровень 3.25 В. Для получения поправочного кода смещения измерьте фактическое напряжение на выходе IC_3 и вычтите его из номинального напряжения.

Хост контроллер управляет выходным напряжением IC_3 с помощью цифрового

потенциометра IC_2 и устанавливает максимальные логические уровни для входов и выходов IC_1 . Затем контроллер конфигурирует входы и выходы IC_1 в соответствии с требованиями интерфейса текущей задачи. Интерфейс с другими КМОП компонентами обеспечивается стандартными КМОП пороговыми уровнями микросхемы MAX7301, меньшими 0.3 и большими 0.7 от напряжения ее питания для «лог. 0» и «лог. 1», соответственно. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX1658](#)
2. [Datasheet Maxim Integrated MAX5400](#)
3. [Datasheet Maxim Integrated MAX7301](#)
4. [Datasheet Vishay Si1012](#)

Пассивная схема контроля сигналов цифрового аудио

Wayne Sward

EDN

Схема на Рисунке 1 позволяет эффективно контролировать сигналы цифрового аудио. Один из форматов для таких сигналов, установленных стандартом Общества звуко-техники (AES), предусматривает частоту дискретизации 44.1 кГц или 48 кГц. Как правило, данные состоят из последовательного пото-

ка, передаваемого со скоростью примерно 1 Мбит/с. Поток данных разделен на кадры длиной 16-20 бит, синхронизируемые импульсами более низкой частоты, замешанными в сигнал. Амплитуда импульсов данных и синхронизации лежит в диапазоне от 3 до 12 В пик-пик; один период соответствует одно-

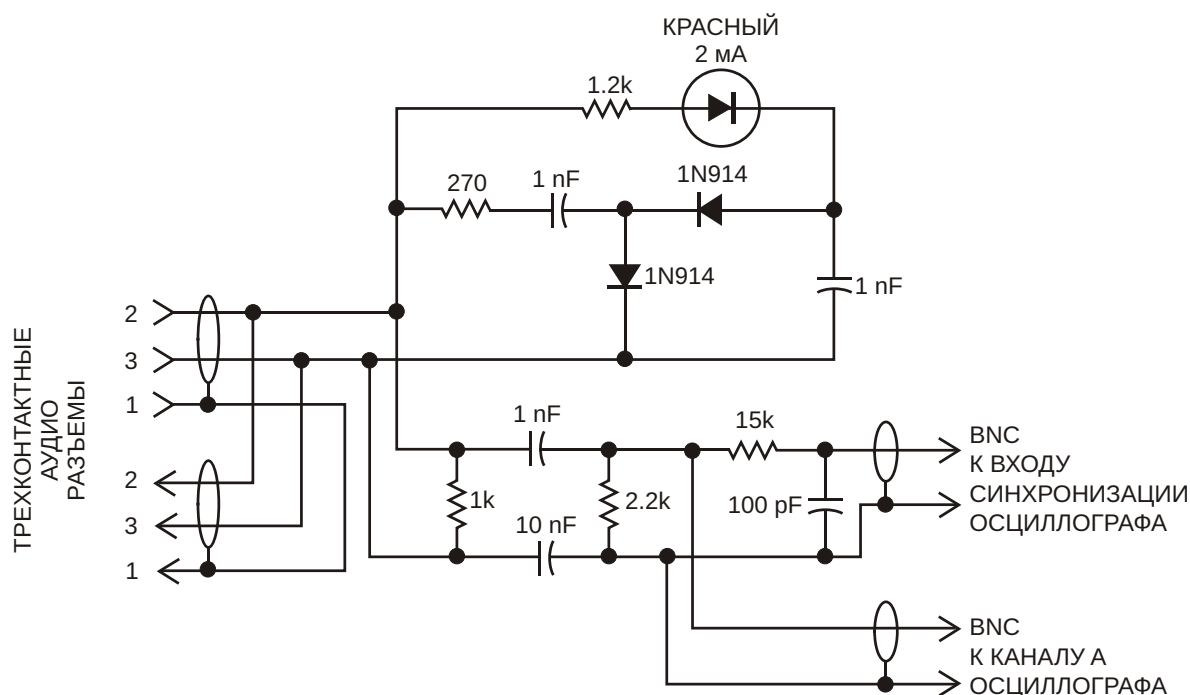


Рисунок 1. Пассивная схема позволяет легко контролировать активность данных на линиях цифрового аудио.

му биту данных. Сигналы передаются по двухпроводному кабелю, который можно изолировать от земли с помощью трансформаторов или конденсаторов. Существует еще несколько стандартов передачи данных, в которых используется похожий формат. При таком характере сигнала устойчивая синхронизация осциллографа невозможна, поэтому наблюдать его на экране для устранения неполадок очень сложно.

Схема на Рисунке 1 состоит только из пассивных компонентов, имеет небольшие размеры и не нуждается в источнике питания. Два диода с соответствующими конденсаторами образуют удвоитель напряжения, вырабатывающий напряжение смещения приблизительно от -2 В до -10 В. Между этим напряжением смещения и одной из сигнальных линий включен 2-миллиамперный светодиод. Светодиод зажигается всякий раз, когда напряжение сигнальной линии превышает примерно 1.5 В. При скорости потока данных около 1 МГц и отсутствии неисправностей светодиод будет казаться горящим постоянно. Интенсивность свечения светодиода пропорциональна размаху напряжения и позволяет судить о его уровне. В случае нестабильности уровней, а также при наличии перекрестных или внешних помех,

будет наблюдаться мерцание светодиода. Схема имеет дифференциальный вход и измеряет уровни напряжений между двумя сигнальными линиями. Синфазные шумы или сетевой фон на свечение светодиода не влияют. Удвоитель напряжения является эффективным способом увеличения чувствительности светодиода, не требующим использования дополнительного источника питания.

Два разделительных конденсатора пропускают высокочастотные данные, но отсекают любые низкочастотные синфазные шумы и сетевой фон. Для того чтобы иметь возможность более детального изучения формы сигналов, можно дополнить схему простым интерфейсом осциллографа. Резистор 15 кОм и конденсатор 100 пФ образуют простой, но эффективный фильтр, выделяющий бит синхронизации из потока данных. Этот бит используется для внешнего запуска осциллографа, обеспечивая устойчивое отображение кадра данных. Разделительные конденсаторы разрывают земляные петли между сигнальными линиями и заземленными экранированными входами осциллографа. Осциллограф позволит легко наблюдать амплитуду и форму импульсов данных и активность отдельных бит. **РЛ**

Внешние компоненты обеспечивают истинное выключение повышающего преобразователя

Navid Mostafavi

EDN

Использование схемы импульсного повышающего преобразователя, изображенной на Рисунке 1, связано с одной проблемой, хорошо знакомой всем разработчикам. Если выключить микросхему повышающего пре-

образователя IC_1 низким уровнем напряжения на входе \overline{SHDN} , внешний дроссель L_1 и смещенный в прямом направлении диод Шоттки D_1 продолжают пропускать ток. Для приложений с батарейным питанием это будет чрез-

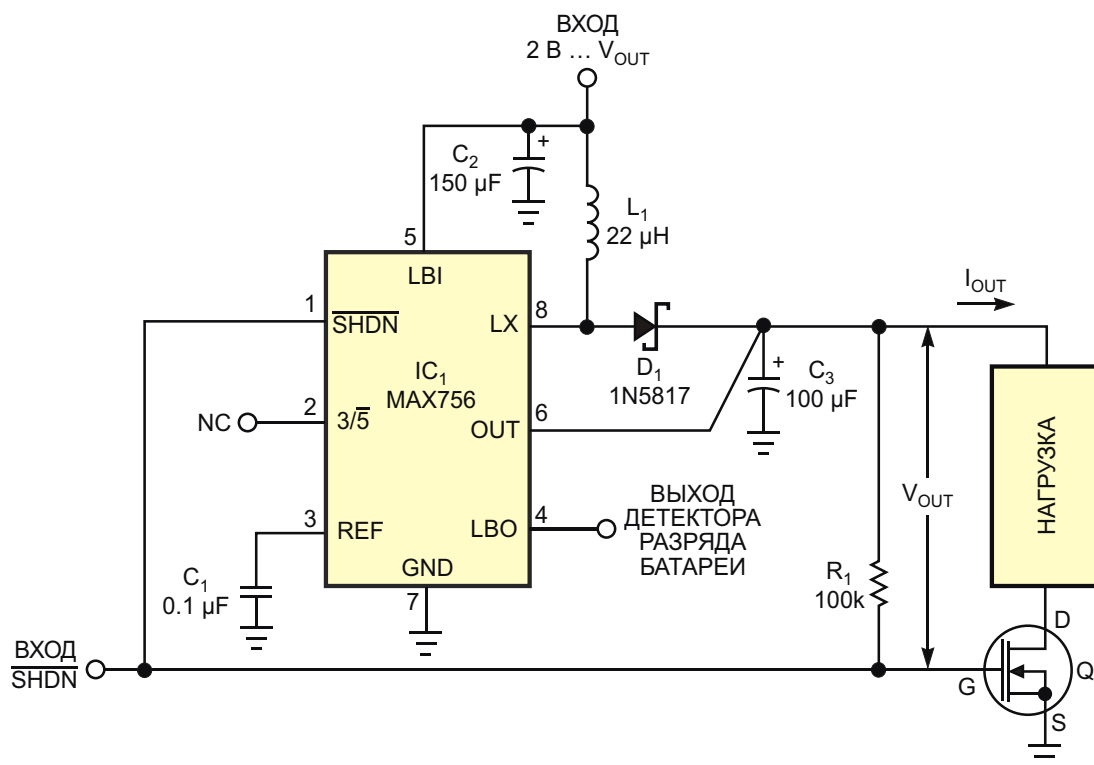


Рисунок 1. Добавление резистора R_1 и MOSFET Q_1 к этой схеме повышающего преобразователя позволяет обеспечить «истинное» выключение сигналом \overline{SHDN} , блокирующее путь протекания тока на время останова микросхемы IC_1 .

мерной нагрузкой (например, 300 мА), которая быстро разрядит батарею. Проблему возникновения нежелательного пути тока при выключении схемы можно решить добавлением N-канального MOSFET Q_1 и 100-килоомного резистора R_1 . Получившуюся схему можно использовать в тех приложениях, где питанием системы управляет микроконтроллер.

Низкий логический уровень на входе \overline{SHDN} одновременно выключает импульсный преобразователь MAX756 и закрывает MOSFET, отрывая нагрузку от земли и, таким образом, блокируя путь прохождения тока. После снятия сигнала \overline{SHDN} 100-килоомный подтягивающий резистор включает MOSFET, подняв потенциал его затвора. Работа схемы повышающего преобразовате-

ля будет разрешена, и вновь подключенная к земле нагрузка начинает пропускать ток.

Для получения оптимальных результатов при больших токах нагрузки в качестве Q_1 используйте MOSFET с логическим уровнем управления и достаточно низким сопротивлением открытого канала. Пробивное напряжение сток-исток транзистора должно как минимум вдвое превышать максимальное ожидаемое выходное напряжение повышающего преобразователя. При необходимости можно снизить эффективное сопротивление открытого канала MOSFET, включив два или более транзистора параллельно. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX756](#)

Простой ИК передатчик на основе последовательного порта ПК

Andreas Grün

EDN

Довольно часто возникает необходимость передать в микроконтроллер небольшое количество бит или байт данных без прямого подключения кабелем. Одним из простых средств решения этой задачи могут быть широко доступные ИК приемники, такие, например, как выпускаемые Vishay TSOP17xx или аналогичные, применяемые в приложениях дистанционного управления. Использовать эти устройства очень просто, так как им не нужны никакие внешние компоненты. Обычно такие приемники работают с импульсной несущей 38 кГц и содержат усилитель, АРУ и демодулятор.

Для простых приложений основная сложность связана с конструкцией передатчика, которому нужны старт-стопный генератор 38 кГц, дополнительный источник питания и модулирующие импульсы длительностью от единиц до долей миллисекунд. Реализовать

это под управлением операционных систем персональных компьютеров (ПК) достаточно сложно. В то же время, последовательный порт ПК, имеющий стандартную скорость передачи 38,400 бит/с, с помощью простого удвоителя частоты и двух ИК светодиодов способен формировать аккуратные пакеты импульсов с частотой 38.4 кГц (Рисунок 1). При передаче байтов с попеременно чередующимися нулями и единицами (шестнадцатеричный код 55h) каждый байт 55h генерирует пачку из 18 импульсов, добавляя стартовый и стоповый биты, а последовательности байтов могут генерировать более длинные импульсы.

Приемнику требуются последовательности длиной от 10 до 70 импульсов с примерно равными паузами между ними. Предлагаемая схема позволяет без труда выполнить эти требования. Для формирования коротких пауз

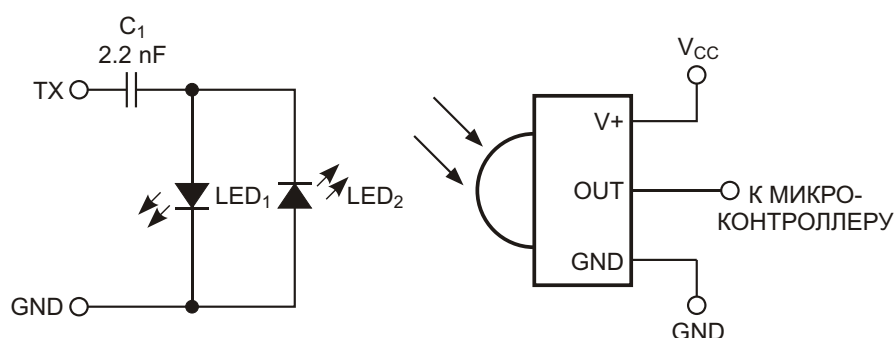


Рисунок 1. Пылая соответствующие шестнадцатеричные значения в последовательный порт ПК, эта схема генерирует аккуратные пакеты данных с частотой 38.4 кГц.

можно использовать нулевые посылки (00h), хотя они будут дополнены двумя импульсами – стартовым и стоповым. Впрочем, приемник эти импульсы устранил. Останавливая передачу, можно формировать более длинные паузы. В зависимости от выбранного приемника, иногда длительность пауз требуется увеличивать. Используя короткие и длинные пакеты и соответствующий протокол, вы можете организовать передачу данных.

Вместе с выходным импедансом последовательного порта и конденсатором схема на Рисунке 1 образует фильтр верхних частот. Положительные импульсы управляют одним ИК светодиодом, отрицательные – другим. Оба светодиода должны быть направлены на приемник. Как правило, порты ПК способны отдавать выходной ток от 5 до 20 мА при напряжении ± 15 В, то есть, имеют выходное сопротивление порядка единиц килоом или

чуть меньше, поэтому токоограничительный резистор в этой схеме обычно не нужен. Емкость конденсатора, при которой в большинстве случаев схема работает надежно, составляет от 1 нФ до 10 нФ. С приемником никаких проблем не возникает. В случае, когда вы используете схему не с портами ПК, а, например, с микроконтроллером, имеющим более низкое выходное сопротивление, потребуется подобрать другую емкость конденсатора. В практических приложениях, если светодиоды направлены на приемник, вы можете рассчитывать на уверенную дистанцию связи от 2 м до 4 м при пиковом токе светодиода 5 мА. В разделе загрузок доступен для скачивания образец простой программы для ПК. [📄](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay TSOP17](#)

Загрузки

[Пример программы для ПК](#)



Контроль и управление последовательностью включения питания систем на кристалле

Eric Schlaepfer, Maxim Integrated Products

EDN

Для инициализации корректной работы микропроцессоров, микроконтроллеров и систем на кристалле (СнК) часто требуются импульсы сброса. Кроме того, ядро и периферия многих из этих устройств питаются от источников с разными напряжениями. При использовании нескольких источников питания необходимо включать их в определенной последовательности, чтобы не допустить зависания схемы в неизвестном состоянии или повреждения ее компонентов из-за возникновения непредусмотренных путей тока. Необходимо также контролировать напряжения, чтобы гарантировать, что устройство не выйдет из состояния сброса раньше, чем уровни всех напряжений достигнут рабочих значений.

В предыдущей статье [1] уже описывалась схема, выполняющая функцию сброса. К сожалению, эта схема имеет ряд ограничений. Например, она не может контролировать напряжение шины 3.3 В. Из-за того, что в качестве опорного используется напряжение шины 3.3 В, точность мониторинга шины 1.8 В очень невысока. Кроме того, задержка импульса сброса может не произойти, если изменить порядок включения на обратный, а импульсы сброса содержат помехи, способные создавать проблемы для СнК. И, наконец, если быстро выключить и снова включить питание, задержка импульса сброса может сформироваться неправильно.

В схеме на Рисунке 1 используется микросхема детектора напряжения питания, формирующая импульс сброса с четко определенной длительностью. Микросхема точно контролирует напряжения как на шине 3.3 В, так и на шине 1.8 В. Чтобы подобрать сопротивления резисторов R_1 и R_2 для установки порога, соответствующего различным напря-

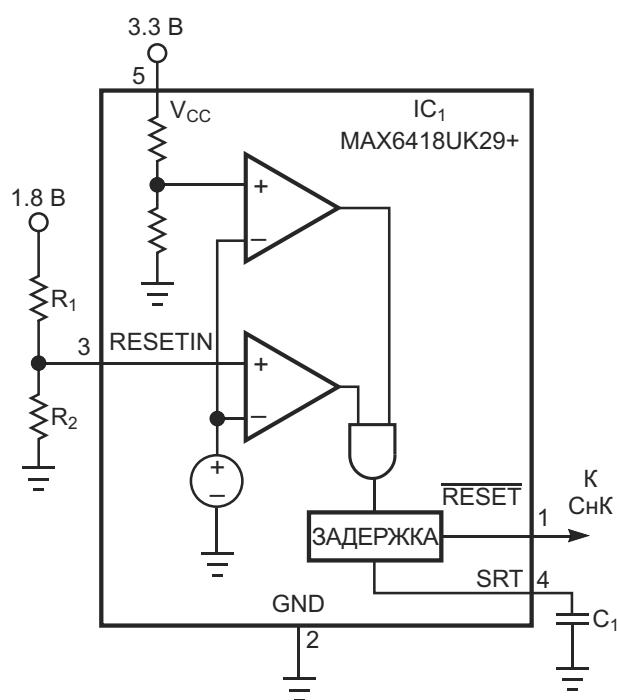


Рисунок 1. Эта схема формирует чистый импульс сброса для микропроцессора или СнК.

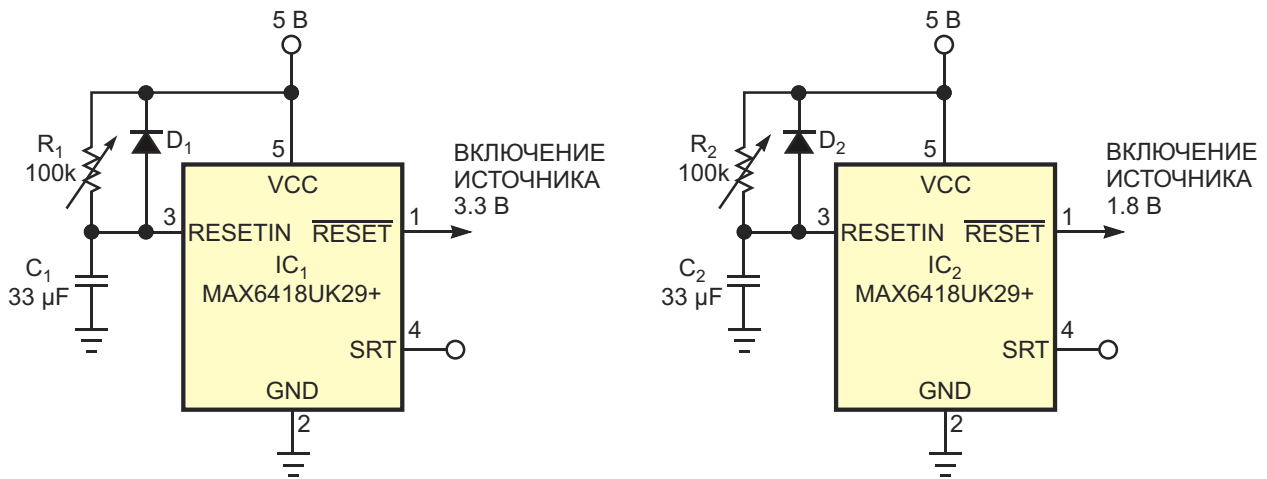


Рисунок 2. Порядок включения двух источников питания задается задержками, определяемыми параметрами элементов R_1 и C_1 .

жениям питания ядра, нужно воспользоваться следующей формулой:

$$V_{\text{TH}} = 1.263 \cdot 1 \cdot \frac{R_1}{R_2},$$

где V_{TH} – напряжение порога. Емкость конденсатора C_1 можно подобрать для любой требуемой длительности импульса. Рассчитать необходимое значение емкости C_1 можно с помощью формулы

$$C_1 = \frac{t \cdot 275 \cdot 10^6}{2.73 \cdot 10^6},$$

где

t – требуемая задержка в секундах,
 C_1 – емкость в фарадах.

В двух других статьях [2, 3] описаны схемы управления последовательностью включения двух источников питания. Однако одной схеме для выполнения простых функций требуется очень много компонентов, а другой нужен микроконтроллер и соответствующие инструменты программирования и отладки. Более простая альтернатива реализует управление последовательностью включения с помощью двух микросхем детекторов напряжения (Рисунок 2). Эта схема полезна при выполнении работ по экспериментальному определению правильной последовательности включения напряжений. Для каждой шины питания нужно установить подходящие

задержки, подобрав сопротивления резисторов R_1 и R_2 . Обе микросхемы контролируют напряжения на RC-цепочках и вырабатывают импульсы сброса, когда напряжения на конденсаторах пересекают пороговые уровни.

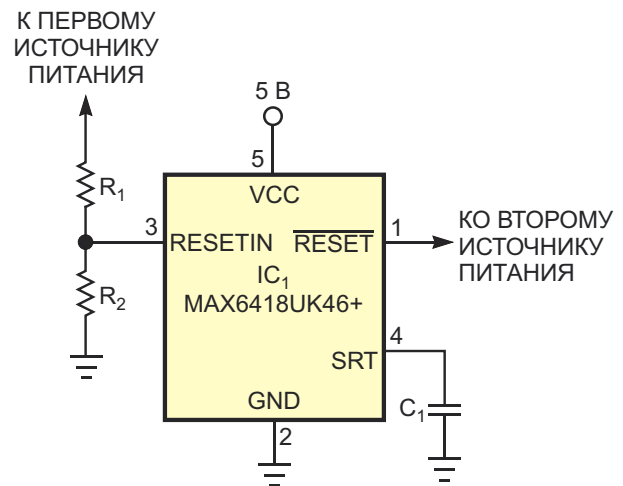


Рисунок 3. Задержку включения второго источника относительно первого задает конденсатор C_1 .

После того, как в результате экспериментов вы установили правильный порядок подключения шин питания, схему управления последовательностью можно реализовать на одной микросхеме (Рисунок 3). Использованный в этой схеме подход основан на том, что разрешение на включение следующего источника питания дается после подтверждения завершения процедуры запуска предыдущего. Схема также следит за шиной 5 В.

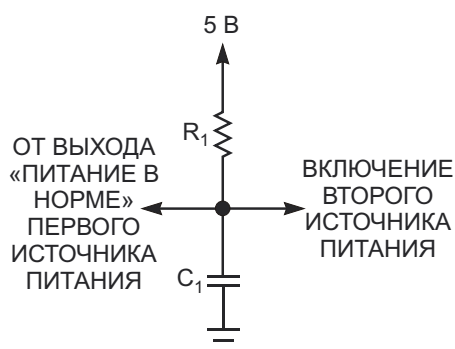


Рисунок 4. Эту схему можно использовать в экспериментах по подбору длительностей задержек и порядка включения источников питания.

Для приложений, чувствительных к стоимости, можно разработать пассивную схему (Рисунок 4). Эта схема вполне работоспособна, хотя последовательность включения задается очень грубо, а напряжения не контролируются. В этом случае узел схемы блокируется

низким уровнем сигнала «Питание в норме» на выходе с открытым стоком первого источника питания. Когда питание устанавливается, и выход с открытым стоком перестает шунтировать узел, конденсатор C_1 начинает заряжаться через резистор R_1 , и через определенное время формируется сигнал, разрешающий работу второго источника. Длительность задержки зависит от выбора номиналов компонентов R_1 и C_1 . **РЛ**

Ссылки

1. Ban Hok, Goh, "[Reset an SOC only when power is ready](#)," EDN, Dec 3, 2009, pg 40.
2. Karmann, Dan, "[Circuit provides simpler power-supply-sequence testing](#)," EDN, Dec 3, 2009, pg 44.
3. Ban Hok, Goh, "[Circuit eases power-sequence testing](#)," EDN, July 9, 2009, pg 50.

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX6418](#)

Каскодный каскад на MOSFET расширяет диапазоны входных и выходных напряжений повышающего преобразователя

Scot Lester

EDN

Микросхемы повышающих регуляторов, используемых в портативных приложениях для преобразования напряжения батареи, часто содержат выходные транзисторы, способные управлять накопительными дросселями. Однако максимально допустимое входное напряжение большинства повышающих регуляторов, рассчитанных на обслуживание стандартных батарей, в типичном случае не

превышает 6 В. Кроме того, максимальное выходное напряжение регуляторов, ограниченное пробивным напряжением выходного транзистора, обычно не превышает 25...30 В, что для некоторых приложений может быть слишком мало.

Можно расширить диапазон выходных напряжений регулятора, добавив внешний транзистор с пробивным напряжением,

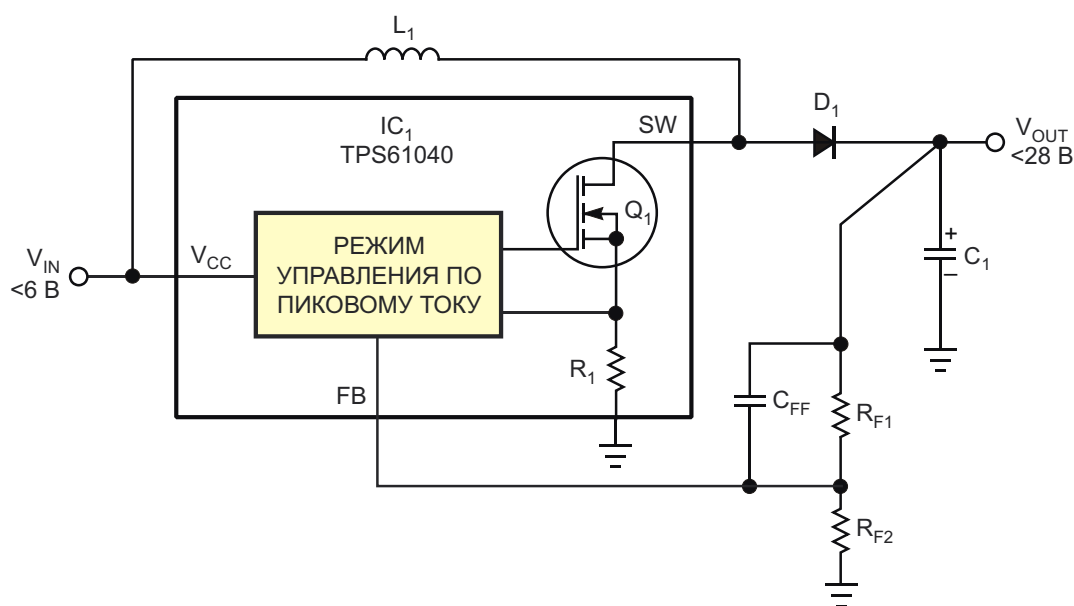


Рисунок 1. Выходные напряжения этого повышающего DC/DC преобразователя, основанного на «чистом» контроллере, не могут превышать значений, допустимых для микросхемы TPS61040.

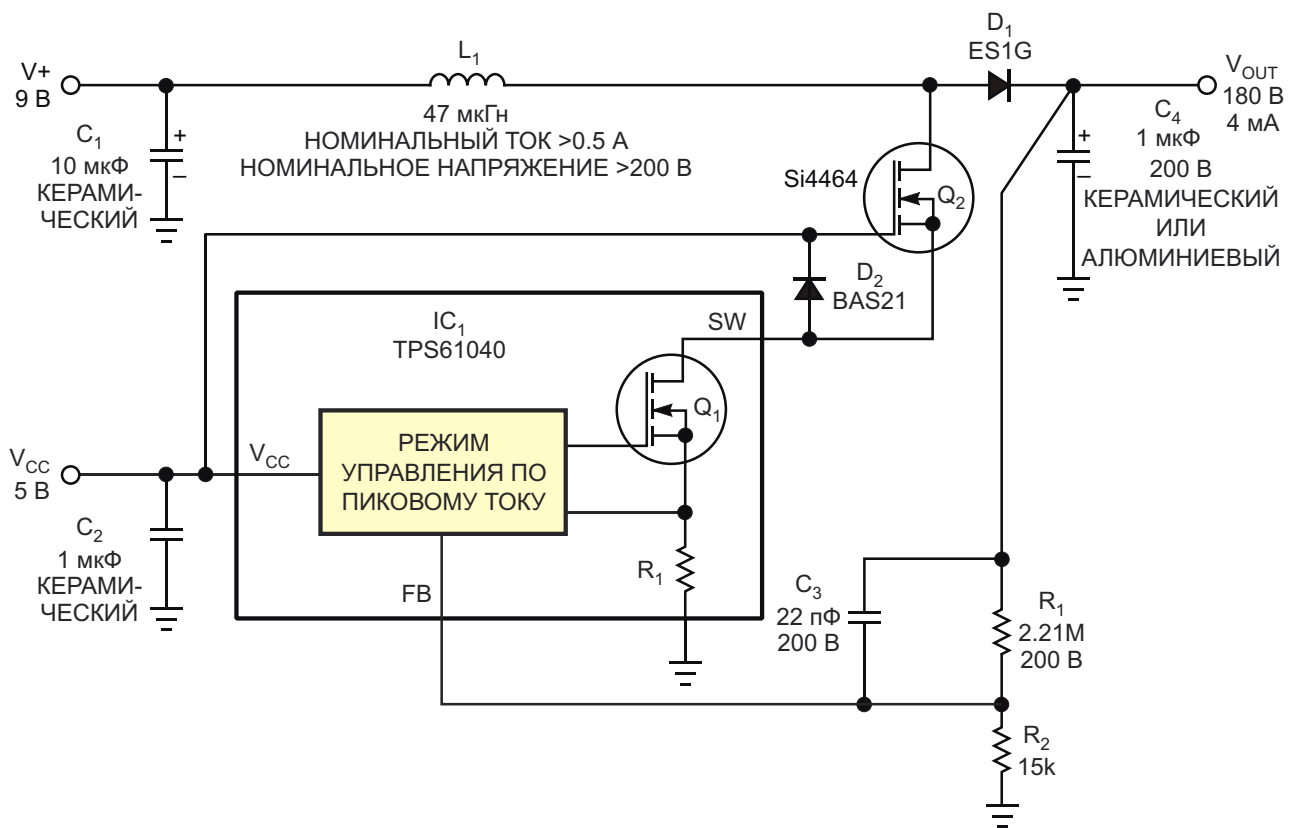


Рисунок 2. Добавление внешнего более высоковольтного MOSFET Q2, включенного в каскодной конфигурации, позволяет поднять верхнюю границу выходных напряжений схемы.

более высоким, чем у собственного транзистора микросхемы. Однако внутренней конструкцией типичных повышающих преобразователей управление базой или затвором внешнего транзистора чаще всего не предусмотрено. В качестве альтернативы внешний более высоковольтный транзистор можно включить так, чтобы вместе с внутренним транзистором он образовал каскодную схему.

В большинстве повышающих регуляторов используется метод управления по пиковому току, требующий меньшего количества внешних компонентов и, соответственно, меньшей площади на печатной плате. На Рисунке 1 показана схема регулятора на микросхеме контроллера повышающего преобразователя TPS61040 (IC₁) с обратной связью по пиковому току дросселя.

Подача входного напряжения V_{IN} на вывод V_{CC} микросхемы IC₁ и на один из выводов дросселя L₁ открывает внутренний MOSFET Q₁ контроллера, позволяя плавно увеличивающемуся току идти из V_{IN} через L₁, Q₁ и внутренний токоизмерительный резистор R₁.

Внутренний контроллер микросхемы отслеживает падение напряжения на этом резисторе, и по достижении током уровня, соответствующего установленному порогу, закрывает Q₁.

Прерывание тока через L₁ вызывает рост напряжения на дросселе, которое смещает диод D₁ в прямом направлении. Диод открывается и начинает заряжать выходной конденсатор C₁ до напряжения, более высокого, чем входное. Время включенного состояния транзистора Q₁ зависит от индуктивности дросселя L₁ и сопротивления резистора R₁, задающего пороговое значение тока, а время пребывания в выключенном состоянии определяется выходным напряжением, измеренным на входе FB, и внешними элементами обратной связи. Для управления работой преобразователя внутренний контроллер микросхемы IC₁ должен измерять ток дросселя L₁, используя Q₁ и R₁.

Если напряжение, требуемое для вашего приложения, превышает пробивное напряжение внутреннего транзистора, можно дополнить схему более высоковольтным

MOSFET Q_2 (Рисунок 2). Для того, чтобы обеспечить путь тока через L_1 и вывод SW микросхемы IC_1 , внешний транзистор включается в каскодной конфигурации, то есть, по схеме с общим затвором.

В качестве Q_2 используется MOSFET с низким сопротивлением открытого канала и низким пороговым напряжением затвора с дополнительным диодом D_2 , включенным между его затвором и истоком. Для правильной работы схемы напряжение V_{CC} , равное в этой схеме 5 В, должно превышать пороговое напряжение затвора транзистора Q_2 . В процессе работы внутренняя схема управления микросхемы IC_1 включает транзистор Q_1 , который смещает потенциал истока Q_2 до напряжения, близкого к уровню земли, при напряжении между затвором и истоком, равном почти 5 В.

Ток течет через дроссель L_1 , внешний транзистор Q_2 , внутренний транзистор Q_1 и токоизмерительный резистор R_1 , при этом управляющая цепь микросхемы IC_1 «не видит» никаких изменений, связанных с добавлением Q_2 . Когда ток дросселя достигает предустановленного порога, Q_1 выключается, обрывая путь прохождения тока от истока Q_2 . Напряжение на стоке Q_2 быстро увеличивается до уровня, равного сумме требуемого выходного напряжения и падения напряжения на диоде D_1 . По мере роста напряжения на стоке, емкость сток-исток транзистора Q_2 стремится поднять выше 5 В плавающий потенциал истока MOSFET, который смещает в прямом направлении диод D_2 и подключает вывод SW микросхемы IC_1 к напряже-

нию 5 В (плюс падение на диоде), фиксируя напряжение истока Q_2 на том же уровне.

Повышающий преобразователь, способный обеспечивать нагрузку напряжением 180 В (V_{OUT}) при выходном токе 4 мА, использовался в схеме управления лазером с напряжением питания 9 В ($V+$). В этой схеме от входного источника 5 В не требуется ничего, кроме способности отдавать достаточный ток – в типичном случае, несколько миллиампер, – для питания внутренней логики микросхемы IC_1 и затвора каскодного MOSFET Q_2 . Поэтому в простейшем случае напряжение 5 В здесь можно получить из напряжения 9 В с помощью гасящего резистора и стабилитрона. Дроссель и микросхему IC_1 можно питать либо от общего источника, либо от отдельного источника питания с напряжением, согласующимся с пробивным напряжением Q_2 . Каскодная схема может вырабатывать любое выходное напряжение, не превышающее допустимого напряжения сток-исток транзистора Q_2 . Параметры остальных компонентов также должны отвечать требованиям безопасного использования. Например, допустимые рабочие напряжения дросселя L_1 и конденсатора C_1 должны иметь достаточный запас относительно требуемого выходного напряжения. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS61040](#)
2. [Datasheet Nexperia BAS21](#)
3. [Datasheet Nexperia ES1GR](#)
4. [Datasheet Vishay Si4464](#)

Одна линия порта управляет двойным светодиодом

Tom Gay

EDN

Линии портов ввода/вывода большинства современных микроконтроллеров могут менять свои функции во время выполнения программы. В качестве выходов эти порты способны служить источниками достаточно большого втекающего или вытекающего тока. В предлагаемой статье показаны три альтернативных способа управления двухцветными двухвыводными светодиодами с помощью одной линии порта ввода/вывода. Один из подходов иллюстрируется схемой на Рисунке 1, в которой для управления красно-зеленым светодиодом D_1 использован внешний инвертор IC_1 . Высокий логический уровень на выходе порта включает зеленый (верхний по схеме) светодиод и устанавливает низкий уровень на выходе инвертора, который начинает принимать ток из зеленого светодиода. Низкий логический уровень на выходе порта устанавливает высокий уровень на

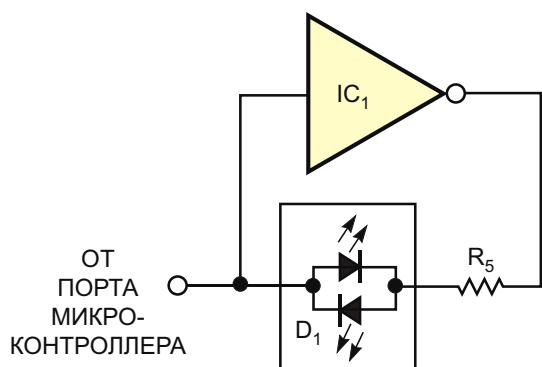


Рисунок 1. Двухнаправленным светодиодом может управлять простой инвертор, однако ток обоих светодиодов будет одинаковым.

выходе инвертора, открывая путь для тока красного (нижнего) светодиода; ток из красного светодиода будет принимать выход микроконтроллера.

Чтобы погасить оба светодиода, линию порта микроконтроллера надо переключить в третье состояние или в режим ввода. Тогда в обоих случаях пути для втекающего или вытекающего тока будут закрыты. Основным недостатком схемы заключается в том, что раздельное управление яркостью каждого светодиода в ней невозможно; один резистор R_5 определяет ток обоих светодиодов.

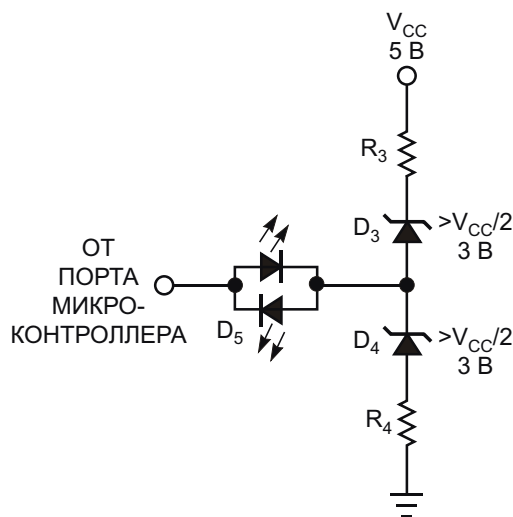


Рисунок 2. Конструкция, основанная на делителе напряжения, образованном стабилитронами и резисторами, чувствительна к вариациям напряжения питания, что выражается в неравномерном свечении светодиодов.

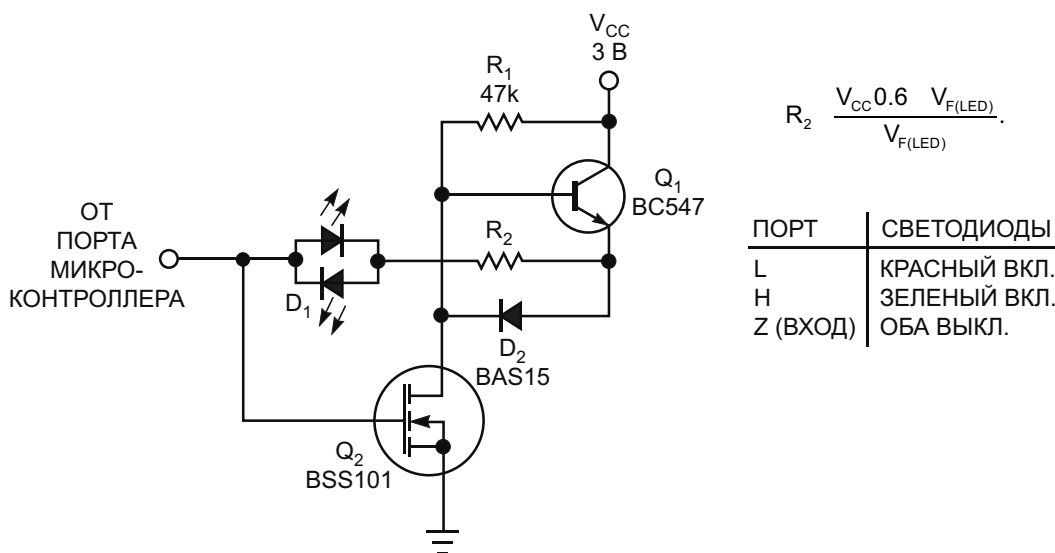


Рисунок 3. Эта схема обеспечивает защиту от колебаний напряжения питания и более однородную яркость свечения светодиодов.

Этого недостатка лишена схема, изображенная на Рисунке 2. Стабилитроны D_3 , D_4 и резисторы R_3 , R_4 образуют низкоимпедансный делитель, выходное напряжение $V_{CC}/2$ В которого приложено к одному из выводов светодиода D_5 . Выбор напряжения стабилизации стабилитронов V_Z зависит от величины напряжения питания V_{CC} . Чем напряжение стабилизации ниже, тем больший ток будет течь через светодиоды, и наоборот. Учитывая, что логические уровни выходных сигналов микроконтроллера близки к напряжениям шин питания, максимальный прямой ток обоих светодиодов будет зависеть от разности напряжений V_{CC} и V_Z . Например, если $V_{CC} = 5$ В и $V_Z = 3$ В, прямое напряжение на каждом из светодиодов будет меньше 2 В. Выбрав напряжение стабилизации стабилитронов, разработчик должен позаботиться о стабильности напряжения питания, так как при любых изменениях V_{CC} яркость светодиодов будет заметно колебаться.

Воспользовавшись несколькими дискретными компонентами, можно получить недорогое решение, устраняющее все недостатки предыдущих схем (Рисунок 3). При высоком уровне на выходе линии порта микроконтроллера ток течет через верхний (зеленый) светодиод, резистор R_2 , диод D_2 и MOSFET Q_2 , открытый высоким уровнем порта. При низком уровне на выходе микроконтроллера открывается транзистор Q_1 и начинает отдавать ток в линию порта через резистор R_2 и красный (нижний) светодиод. Схема работа-

ет симметрично, поскольку вклад прямого падения напряжения на кремниевом диоде D_2 не зависит от логического уровня на выходе микроконтроллера. Стабильность напряжения V_{CC} для этой схемы не требуется, однако оно не должно опускаться ниже 3 В.

Чтобы выровнять яркости светодиодов или компенсировать разницу между напряжениями питания микроконтроллера и схемы драйвера светодиода (V_{CC}), ток каждого светодиода можно настроить индивидуально. Для этого замените R_2 парой соединенных последовательно резисторов, включенных между эмиттером Q_1 и анодом D_2 . Среднюю точку этих резисторов подключите к светодиодам.

Если линия порта микроконтроллера сконфигурирована как вход с подтягивающим резистором, она будет отдавать небольшой ток в зеленый светодиод. Однако при сопротивлении подтягивающего резистора 22 кОм или выше это не вызывает ложного свечения выключенных светодиодов. При плавающей линии порта, что будет, когда напряжение V_{CC} равно 5 В, и линия порта сконфигурирована как вход без подтягивающего резистора, схема не потребляет никакого дополнительного тока, и среднее значение тока покоя, определяемое величиной резистора R_1 будет менее 100 мкА. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Siemens Semiconductor BSS101](#)
2. [Datasheet EIC BAS15](#)

Модуляция некоррелированным шумом улучшает характеристики АЦП

Steve Hageman

EDN

С конца 1970-х годов разработчики успешно повышали эффективное разрешение аналого-цифровых преобразователей (АЦП) и снижали уровни паразитных гармоник путем добавления на их вход некоррелированного шума (дизеринга) и последующего усреднения выходного шума в преобразованных данных с использованием технологий цифровой обработки сигналов. Наиболее распространенный метод дизеринга основан на добавлении к входному сигналу АЦП шума со случайной амплитудой. Этот метод работоспо-

собен, но в добавленном шуме содержатся большие случайные выбросы. Для того чтобы не допускать перегрузки входа АЦП, разработчику должны быть известны параметры пиковых амплитуд как сигнала, так и подмешиваемого шума. Даже кратковременное насыщение аналого-цифрового преобразователя добавляет больше нелинейностей, чем может удалить дизеринг.

Другой подход заключается в добавлении сигнала с псевдослучайной частотой и постоянной амплитудой. На Рисунке 1 показан

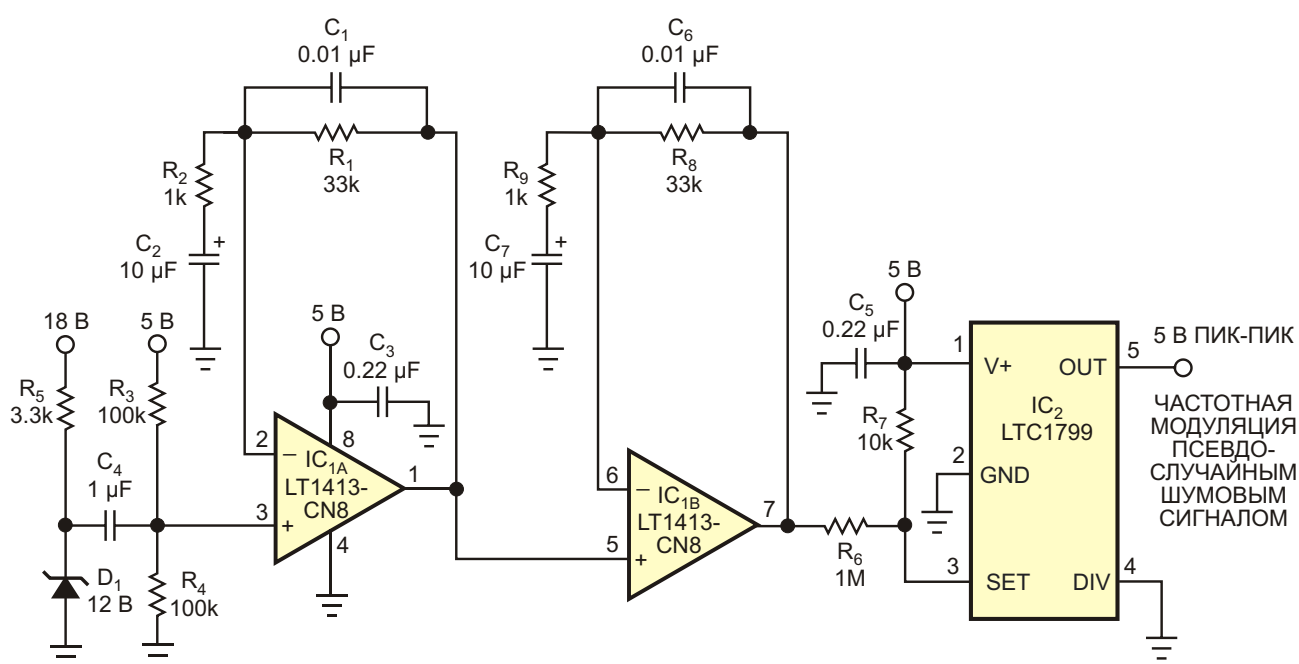


Рисунок 1. Стабилитрон, два усилительных каскада и управляемый напряжением частотный модулятор образуют генератор дизеринга с постоянной амплитудой.

один из возможных вариантов реализации этого подхода с использованием программируемого генератора LTC1799 (IC₂), работающего в таком режиме, когда управляющее напряжение модулирует центральную частоту. Значение центральной частоты LTC1799 можно устанавливать в диапазоне от 1 кГц до 33 МГц, что позволяет использовать микросхему в качестве генератор дизеринга для многих из доступных в настоящее время АЦП. Поскольку выходной сигнал LTC1799 имеет прямоугольную форму, его пиковая амплитуда четко определена.

Центральную частоту шумоподобного сигнала можно установить как ниже, так и выше частоты полезного сигнала. В случае преобразования узкополосного сигнала промежуточной частоты одинаково хорошо подходят оба варианта расположения. Для аналого-цифрового преобразователя, рабочий диапазон которого начинается от постоянного напряжения, единственным приемлемым вариантом может быть только верхнее расположение центральной частоты шума. Один из подходов заключается в установке частоты дизеринга, равной половине частоты выборки или частоты Найквиста. При таком варианте случайный шум, как правило, не мешает полезному сигналу, и любое наложение частот, которое может произойти, приводит только к тому, что случайная частота шума складывается сама с собой, не попадая в полосу полезного сигнала.

Схема на Рисунке 1 подключается к АЦП, работающему со скоростью 20 Мвыб/с, и генерирует случайный шум с центральной частотой 10 МГц. В качестве источника случайного шума можно использовать любое из множества известных решений, включая цифровые сдвиговые регистры и полупроводниковые переходы в режиме пробоя. В предлагаемой конструкции использован 12-вольтовый стабилитрон D₁, генерирующий шум, амплитуда которого далее усиливается, а частотная характеристика формируется двухкаскадным усилителем. При необходимости форму спектрального распределения шумов можно скорректировать еще больше, усложнив секции активной фильтрации на элементах IC_{1А} и IC_{1В}. После фильтрации шум модулирует микросхему LTC1799. Удостоверьтесь, что напряжение питания LTC1799 не содержит пульсаций, поскольку шумы питания порождают неслучайные боковые полосы амплитудной модуляции.

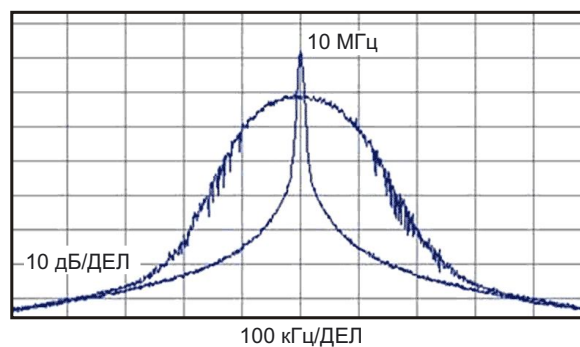


Рисунок 2. Широкая колоколообразная кривая спектра случайного частотно-модулированного сигнала наложена на спектр немодулированного 10-мегагерцового выходного сигнала LTC1799.

На Рисунке 2 показана амплитудно-частотная характеристика ограниченного спектра, формируемого схемой на Рисунке 1. В зависимости от конфигурации схемы, подать сигнал дизеринга на АЦП можно либо через небольшой конденсатор связи, либо с помощью более сложной схемы активного суммирования. Хотя генераторы шума на основе стабилитронов теоретически очень просты, они плохо подходят для использования в условиях массового производства из-за большого разброса шумовых параметров. Даже среди диодов из одной производственной партии можно наблюдать дробовые шумы, неравномерное распределение шумовых гистограмм, сдвиги амплитуд и взвешенные шумы. Для серийного производства гораздо лучше подойдут и будут более эффективными по конечным затратам специальные шумовые диоды с четко специфицированными параметрами.

Выбрав диод для источника шума, вы можете подобрать коэффициент усиления усилительного каскада таким, чтобы на выходе схемы отсутствовало видимое ограничение шумовых пиков. Если это требуется для вашего приложения, вы можете изменить спектр шума, изменив частотные характеристики усилителей. И, наконец, подберите сопротивление резисторов R₆ и R₇, задающих частоту LTC1799, так, чтобы спектр шума был похож на Рисунок 2. Любая отсечка сигнала на пути усиления может добавить пики на краях спектра, указывающие на ограничение амплитуды и ухудшение его случайных характеристик.

Для снижения уровня внутрисполосных шумов или удаления любой периодической

модуляции, вносимой пульсациями источника питания, между источником шума и суммирующим входом АЦП можно добавить фильтр. В современных высокоэффективных АЦП даже небольшое количество периодических шумов может проявляться в форме

паразитных сигналов с уровнем -80 dBc (дБ относительно мощности несущей). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC1799](#)

ОКО Архив АВТО GPS/GSM

специализированный видеореги­стратор для автотранспорта надежно сохраняет и воспроизводит видео- и аудиоинформацию, маршрут движения, выполняет охран­ные функции во время стоянки и передает информацию по GSM также в продаже модели ОКО Архив АВТО и ОКО Архив АВТО GPS

ОКО Мобайл 3G

видеореги­стратор с возможностью передачи видео по беспроводным сетям 3G также в продаже модели ОКО Мобайл и ОКО Мобайл II - передача видео по GSM



ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ “ОКО АРХИВ”

построение простой, надежной, автономной системы видеонаблюдения для частного и коммерческого секторов

ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet
сменный жесткий диск

ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet
встроенный жесткий диск

ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



“Децима”

Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1

тел: +7 (495) 988 48 58

<http://www.decima.ru>

Транзисторная схема задержки включения защиты от перегрузки

Christophe Basso

EDN

Импульсные источники питания способны защищать себя от постоянных коротких замыканий, но иногда эта защита создает проблемы при пусковых бросках тока. Всплески тока в переходных режимах не являются короткими замыканиями, но могут выходить за пределы номинальных значений нагрузки. Это типичная ситуация для таких нагрузок, как, например, печатающие головки принтеров или небольшие электромоторы, источник питания которых легко может включить свою

схему защиты, особенно при большом собственном коэффициенте усиления цепи регулирования. Любое снижение выходного напряжения на первичной стороне будет восприниматься как потеря тока обратной связи, поскольку контроллер не сможет поддерживать напряжение постоянным.

На Рисунке 1 показан типичный профиль мощности, потребляемой принтером. Отчетливо видны вариации выходной мощности и соответствующие колебания тока обратной

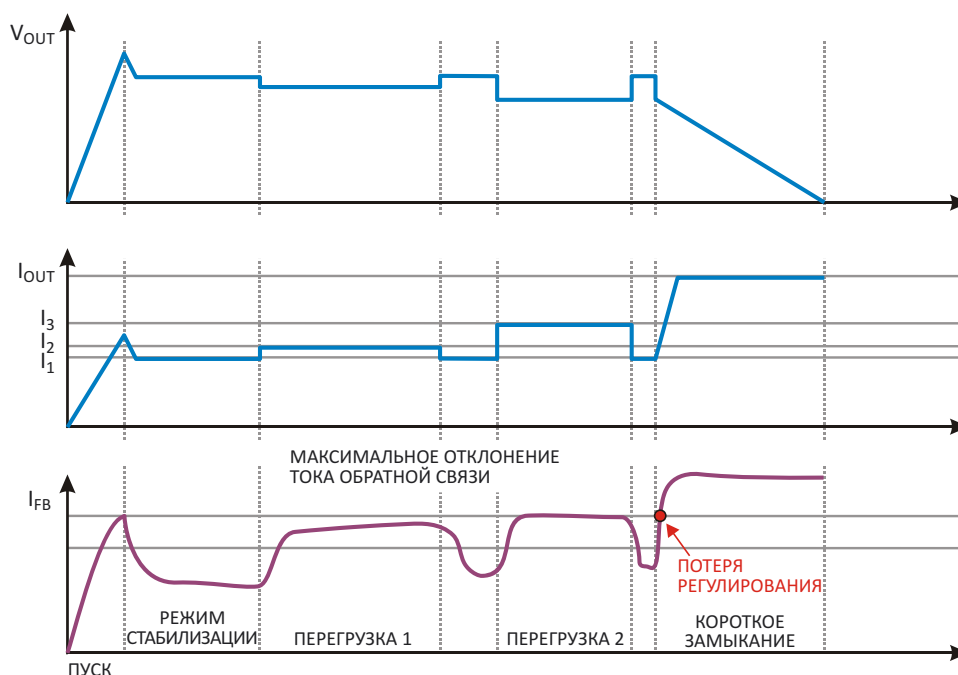


Рисунок 1. В типичном профиле мощности, потребляемой принтером, перегрузки и короткие замыкания могут почти не отличаться друг от друга.

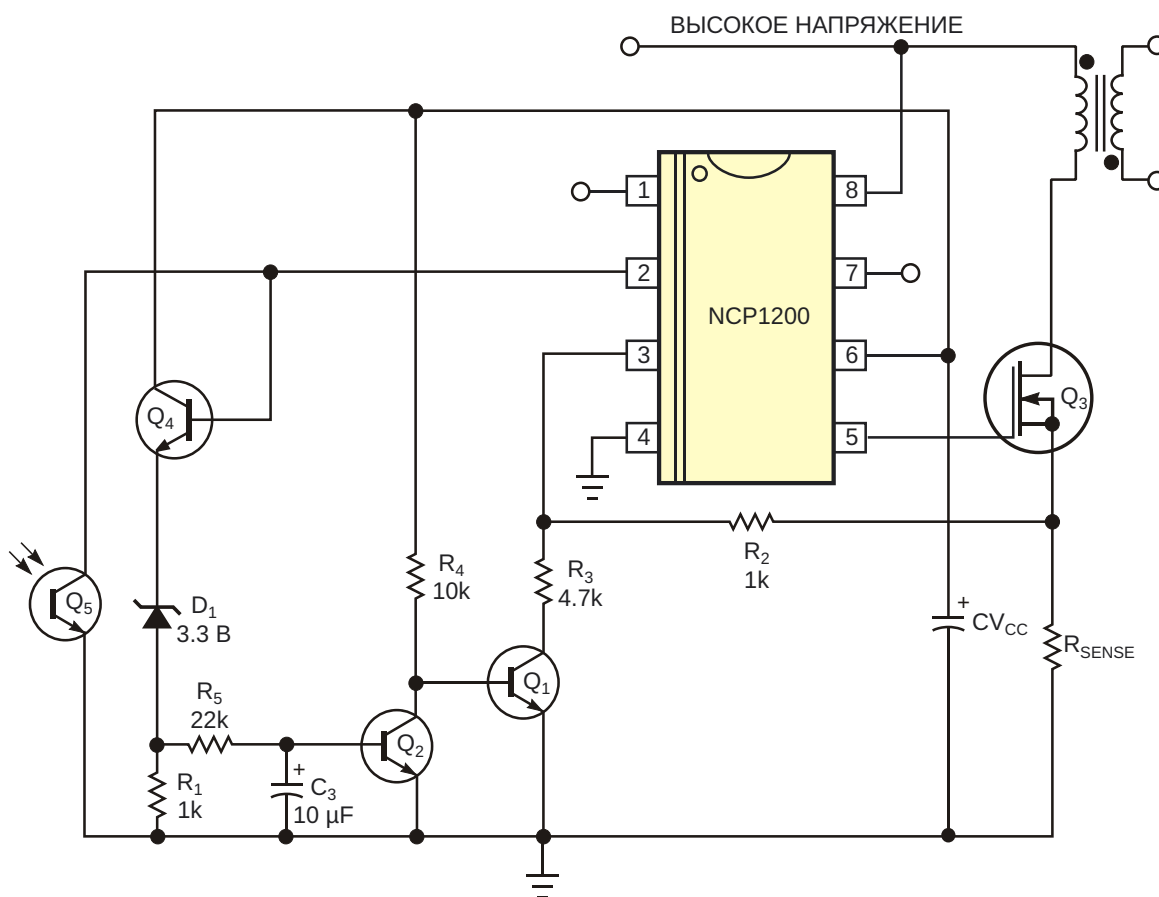


Рисунок 2. Транзисторная схема временно увеличивает пиковый ток, до тех пор, пока напряжение источника не снизится вследствие уменьшения уставки тока.

связи I_{FB} . Запуск преобразования воспринимается как короткое замыкание по той причине, что выходное напряжение далеко от требуемого значения V_{OUT} , и ток обратной связи еще не успел установиться. Номинальный выходной ток I_1 соответствует области стабилизации, в которой нагрузка постоянна. Когда наступает первая перегрузка (ток I_2 на Рисунке 1), вывод 2 обратной связи стремится увеличить ток первичной обмотки (в контроллере, работающем в режиме стабилизации по току обмотки), но этого не происходит из-за того, что ток достигает своего максимального уровня. На уровне I_3 источнику питания становится трудно оставаться в режиме стабилизации, а при коротком замыкании выходное напряжение V_{OUT} падает до нуля. Если ШИМ-контроллер первичной стороны имеет простую схему защиты от коротких замыканий, механизм защиты может включиться в зонах перегрузки 1 и 2, в то время как включаться он должен только в последней зоне. Рисунок 2 демонстрирует решение этой про-

блемы, основанное на выпускаемой ON Semiconductor микросхеме NCP1200.

Эта схема постоянно контролирует линию обратной связи (вывод 2), чтобы определить момент возникновения короткого замыкания на вторичной стороне. Напряжение на выводе 2 увеличивается до напряжения питания внутреннего подтягивающего резистора и включает защитный пульсирующий режим. Заметим, что работа этой защиты не зависит от каких-либо вспомогательных напряжений, поскольку контроллер получает питание (вывод 8) непосредственно от высоковольтного источника. При перегрузках 1 и 2 ток, идущий в вывод 2, увеличится до максимально возможного значения, и включится защита. Схема не задерживает нарастание напряжения обратной связи, а мгновенно увеличивает уровень выходной мощности на заданный процент. В режиме стабилизации тока нагрузки I_{OUT} напряжение на выводе 2 меньше 3 В, и стабилитрон D_1 закрыт. В результате Q_2 закрывается, и Q_1 подключает нижний по

схеме контакт резистора R_3 к земле. Теперь вход подключения датчика тока (вывод 3) оценивает величину тока не по напряжению на токоизмерительном резисторе, а по напряжению на выходе делителя, определяемому соотношением сопротивлений R_2 и R_3 .

В этом примере напряжение на выводе 3

$$V_{\text{PIN3}} = V_{\text{SENSE}} \frac{R_3}{R_3 + R_2} = 0.82 V_{\text{SENSE}},$$

где V_{SENSE} – падение напряжения на резисторе R_{SENSE} . Например, если заданное значение уставки максимального тока NCP1200 равно 1 В, то до тех пор, пока транзистор Q_1 открыт, микросхема будет считать, что напряжение на R_{SENSE} равно 1.2 В, а не 1 В, как было бы в обычной конфигурации. Как только напряжение на выводе 2 повышается, напри-

мер, до 4 В, отвечая этим на серьезную перегрузку или потерю регулирования, стабилитрон D_1 начинает пропускать ток через транзистор Q_4 . Этот транзистор буферизует входное сопротивление вывода обратной связи: конденсатор C_3 начинает заряжаться через резистор R_5 , и когда напряжение на нем достигает примерно 0.7 В при 25 °С, Q_4 открывается. Делитель отключается, источник питания больше не может отдавать большой пиковый ток, и выходное напряжение V_{OUT} падает, тем самым, обеспечивая надлежащую защиту. Таким образом, подобрав номиналы элементов R_5 и C_3 , вы можете установить необходимую задержку, чтобы позволить источнику питания противостоять пусковым броскам тока нагрузки. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor NCP1200](#)



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)



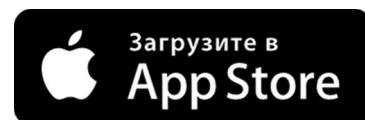
ANDROID »
GOOGLE PLAY



<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.