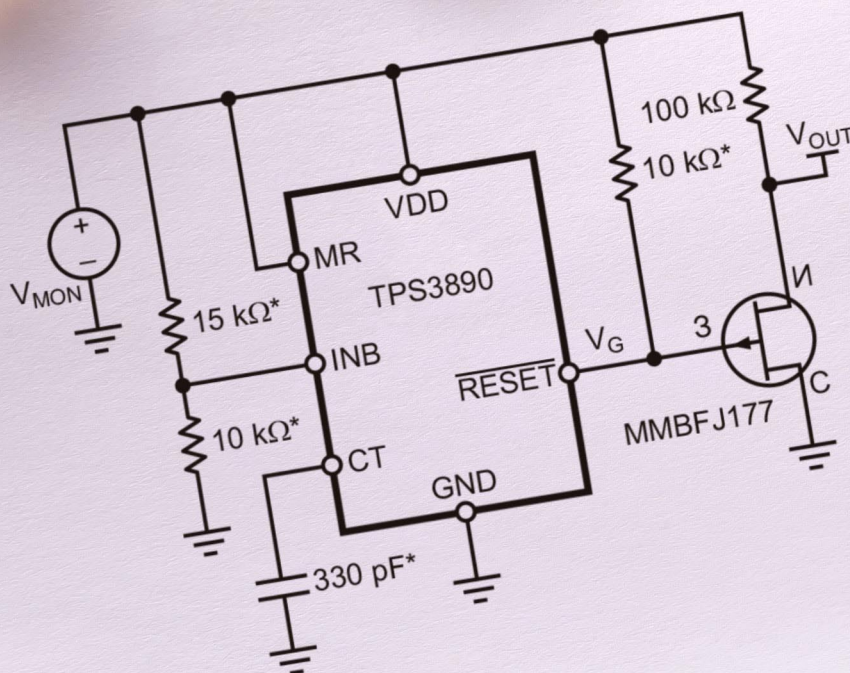




СОВЕТЫ ПО ОПТИМИЗАЦИИ СУПЕРВИЗОРОВ ПИТАНИЯ





РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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



Если вы являетесь носителем передовых знаний в областях разработки электронных приборов и/или применения электронных компонентов и готовы популяризировать их – приглашаем к сотрудничеству!



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

М. Басков
Д. Захаров
О. Левашов
С. Муратчаев
А. Николаев
А. Русу

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 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 ACEINNA выпускает самое миниатюрное в отрасли высокоточное решение для систем GNSS/INS
- 5 STMicroelectronics представляет компактный высоковольтный драйвер затвора с гальванической изоляцией 6 кВ
- 7 AVX выпускает новую универсальную встраиваемую широкополосную антенну LTE/LPWA для приложений CAT-M и NB-IoT
- 8 Высокоточный линейный усилитель мощности обеспечивает новый уровень плотности мощности, ранее недоступный для форм-фактора SIP
- 9 Power Integrations анонсирует высокоэффективный GaN драйвер светодиодов для приложений интеллектуального освещения
- 10 Murata сотрудничает с Wirepas, чтобы предоставить решение для крупномасштабных приложений промышленного Интернета вещей
- 10 Microchip выпускает первый многоканальный ЦАП и интегрированной энергонезависимой памяти
- 11 Крошечная CNK Bluetooth не требует программирования
- 12 Laird Connectivity анонсирует модули Bluetooth 5.1 для максимальной гибкости проектирования приложений промышленного Интернета вещей

Статьи

- 14 Как управлять импульсными преобразователями с постоянной частотой переключения. Часть 2
- 21 Контроллер кнопки включения питания упрощает конструкцию системы
- 24 Дiodно-транзисторные и оптоэлектронные мажоритарные логические элементы
- 26 Строблируемый генератор запускается без задержки
- 29 Источник питания 0.2 В на основе стандартного регулятора напряжения
- 32 Вентилятор охлаждения: тянуть или толкать?
- 34 Советы и рекомендации по оптимизации супервизоров питания
- 37 Верните BASIC
- 40 Монолитный импульсный регулятор. Когда все на одном кристалле
- 42 Решение на основе МЭМС для контроля вибрации и мониторинга состояния оборудования
- 45 Преобразование напряжения в четырех квадрантах

Схемы

- 48 Электронная мишень для страйкбола
- 52 Оптоэлектронные логические элементы 3XOR/3XNOR
- 54 Низкочастотный генератор – тестер ОУ
- 57 Цепь обратной связи улучшает линейность фототранзистора
- 60 Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью. Часть 2
- 67 Термоэлектрическим охладителем управляет драйвер светодиодов
- 70 Нетрадиционное включение опорного источника позволяет АЦП измерять собственное напряжение питания
- 72 Мягкий ограничитель для стабилизации амплитуды генераторов сигналов
- 74 Преобразователь на биполярном транзисторе запускается при напряжении 250 мВ
- 77 Высокоэффективный карманный фонарик на белом светодиоде
- 80 Выключатель питания защищает устройство от защелкивания при воздействии ЭСР
- 82 Схема блокировки защищает импульсный регулятор напряжения
- 84 Дифференциальному усилителю не нужен источник питания
- 86 Для управления яркостью светодиодов требуются всего две линии
- 88 Буферный усилитель и светодиод улучшают работу ШИМ-контроллера при легких нагрузках
- 90 Композитный инструментальный усилитель превосходит однокристалльное устройство по полосе пропускания, смещению и шумам
- 92 Расширение шкалы стрелочного вольтметра
- 94 Ионистор помогает маленькой батарейке отдавать большой ток
- 96 Монитор тока верхнего плеча работает при высоком напряжении
- 98 Микроконтроллер управляет аналоговым фазовращателем
- 100 Быстродействующий ОУ в схеме ИК датчика приближения
- 102 Схема контроля заряда двух 9-вольтовых батарей
- 104 Драйвер мощного MOSFET на основе операционного усилителя

ACEINNA выпускает самое миниатюрное в отрасли высокоточное решение для систем GNSS/INS

- Для разработчиков, создающих системы навигации и управления беспилотными автомобилями, роботами, дронами, промышленной, строительной и сельскохозяйственной техникой
- OpenRTK330L – это единственное решение на рынке для интеграции трехдиапазонного приемника RTK/GNSS и трехкратно резервированного инерциального датчика, повышающее безопасность беспилотных систем

Компания ACEINNA объявила о начале продаж нового, недорогого, современного трехдиапазонного приемника RTK/GNSS OpenRTK330L с интегрированными трехкратно дублированными инерциальными датчиками. Разработанное для замены дорогих и громоздких систем RTK/INS, используемых в современных автономных транспортных средствах, это компактное навигационное решение отвечает строгим требованиям к характеристикам, надежности и стоимости устройств для автомобильного рынка, а также к роботизированным, беспилотным, строительным и сельскохозяйственным системам.



«Сочетание трехдиапазонного GNSS-приемника и высокоточных инерциальных измерительных блоков (IMU) позволило нам создать удивительно точное, небольшое, надежное и экономичное решение, объединяющее глобальную и инерциальную системы навигации, – сказал Майк Хортон (Mike Horton), технический директор ACEINNA. – Движок Точного Позиционирования OpenRTK оптимизирует слежение за спутниками и высокую частоту поправок RTK, в то же время, органично интегрируясь с общедоступной и дружественной к пользователям Открытой Навигационной Платформой компании ACEINNA».



Модуль OpenRTK330L.

В OpenRTK330L включен трехдиапазонный приемник RTK/GNSS в сочетании с избыточными дублирующими матрицами инерциальных датчиков, обеспечивающими точность на уровне сантиметров, повышенную надежность и превосходные характеристики при сбоях GNSS. Прецизионный инерциальный измерительный блок (ИИБ) с ошибкой 2 градуса в час, интегрированный в OpenRTK330L, обеспечивает от десяти до тридцати секунд высокоточной локализации во время полной потери сигнала GNSS. Это позволяет разработчикам автономных систем гарантировать в своих транспортных средствах безопасность предоставляемых высокоточных данных локализации и позиционирования при затратах, соответствующих их бюджету. Встроенный в OpenRTK330L интерфейс Ethernet позволяет легко и напрямую подключаться к сетям коррекции GNSS в любой точке мира. Интерфейс шины CAN модуля OpenRTK330L обеспечивает простоту интеграции устройства в существующую архитектуру транспортных средств.

Многополосный GNSS-приемник может контролировать все глобальные группировки (GPS, GLONASS, BeiDou, Galileo, QZSS, NAVIC, SBAS) и одновременно отслеживать до 80 каналов. Модуль содержит входные высокочастотные тракты и цепи обработки, поддерживающие частотные диапазоны GPS L1, L2 и L5 и их эквиваленты сигналов международных спутниковых группировок.

Инерциальный измерительный блок и реализация функции счисления поддерживаются девятью акселерометрами и девятью каналами прецессионных гироскопов, основанными на уникальных трехкратно резервированных 6-осевых матрицах ИИБ, разработанных компанией ACEINNA. Благодаря интеграции трехкратно резервированных матриц ИИБ, OpenRTK330L может распознавать и использовать только достоверные данные датчиков, обеспечивая высокоточную защиту и возможность сертификации в соответствии со стандартами ISO26262.

OpenRTK330L поддерживается Открытой Навигационной Платформой компании ACEINNA, позволяющей разрабатывать собственные встроенные приложения на основе проверенного механизма позиционирования и алгоритмов счисления ACEINNA. Разработчики автономных решений имеют полный доступ ко всем ресурсам модуля OpenRTK330L, включая данные измерений приемника GNSS, данные измерений ИИБ и

все интерфейсы. В частности, приемник GNSS OpenRTK330L поддерживает GPS (L1 C/A, L2C и L5), ГЛОНАСС (L1OF, L2OF), BeiDou (B1I, B2I), GALILEO (E1, E5a, E5b, E6) QZSS (L1 C/A) и NAVIC. Набор датчиков IMU включает трехосевой МЭМС датчик угловой скорости с трехкратным резервированием и МЭМС акселерометр, также с трехкратным резервированием. В качестве универсальных средств интеграции в хост-систему в аппаратуру OpenRTK330L также включены интерфейсы Ethernet, UART, SPI и CAN. Приемник работает в диапазоне температур от -40°C до $+85^{\circ}\text{C}$ и соответствует автомобильным стандартам в части уровней устойчивости к ударам и вибрации.



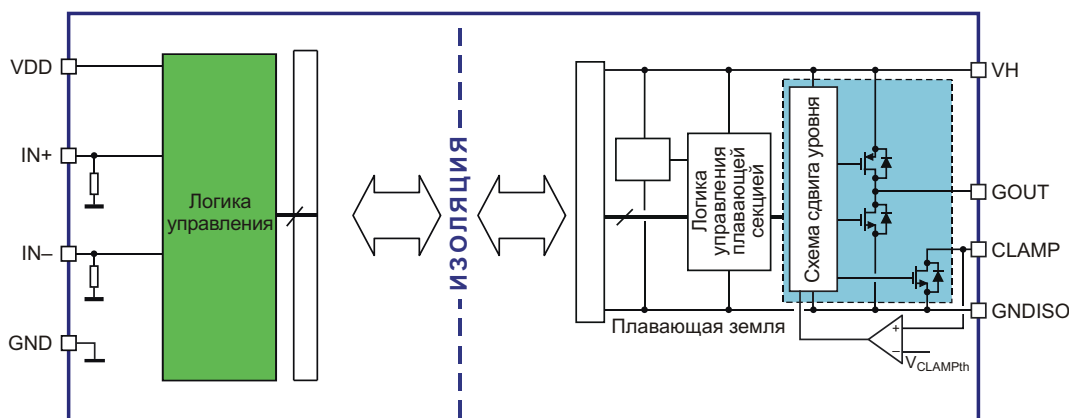
Оценочный набор для OpenRTK330LI.

STMicroelectronics представляет компактный высоковольтный драйвер затвора с гальванической изоляцией 6 кВ

Компактный высоковольтный драйвер затвора STGAP2HS, выпущенный компанией STMicroelectronics (ST), предназначен для приложений, требующих гальванической развязки до 6 кВ между каналом управления затвором и низковольтными интерфейсными цепями.

1200-вольтное устройство, способное отдавать и принимать токи до 4 А, упрощает конструкцию и повышает надежность преоб-





Блок-схема STGAP2HS. Конфигурация с одним выходом и компенсацией эффекта Миллера.

разователей средней и большой мощности, источников питания и инверторов в бытовых приборах и промышленном оборудовании, таком как средства автоматизация производства, вентиляторы, индукционные нагреватели, сварочные аппараты и ИБП.

Устройство, изготавливаемое с использованием собственной технологии BCD6 компании ST, имеет парные входные выходы, позволяющие разработчикам управлять полярностью сигнала и обеспечивающие аппаратную защиту от сквозных токов в случае сбоя контроллера. Входы совместимы с логикой КМОП/ТТЛ при напряжении питания до 3.3 В, что позволяет легко подключать устройства управления. Согласованные задержки распространения между низковольтными и высоковольтными секциями предотвращают искажения временных соотношений, минимизируют потери энергии и позволяют работать на высоких частотах переключения. Драйвер устойчив к синфазным переходным процессам со скоростью нарастания до ± 100 В/нс во всем диапазоне рабочих температур от -40 °С до 125 °С.

STGAP2HS выпускается в двух различных конфигурациях. Одна из них имеет отдельные выходные контакты, позволяющие независимо оптимизировать времена включения и выключения с помощью специального резистора затвора. Вторая конфигурация имеет один выходной вывод и функцию компенсации эффекта Миллера, которая предотвращает выбросы на затворе во время быстрой коммутации в полумостовых топологиях. Обе конфигурации позволяют

разработчикам использовать N-канальные MOSFET как в верхнем, так и в нижнем плече мостовых схем, что снижает стоимость внешних компонентов.

Помимо защиты от перегрева, STGAP2HS содержит цепи специальной защиты от пониженного напряжения и цепи тепловой защиты, как в низковольтной секции, так и в высоковольтном канале управления. Это повышает надежность, предотвращая работу силовых ключей в низкоэффективных или опасных условиях. Задержка распространения сигнала от входа к выходу, составляющая менее 75 нс, обеспечивает точность параметров широтно-импульсной модуляции (ШИМ), а режим ожидания помогает разработчикам снизить энергопотребление системы.

Микросхема STGAP2HS выпускается в широком корпусе SO-8W, гарантирующем достаточную длину пути утечки, и в партиях из 1000 устройств продается по цене \$1.34 за штуку.



Демонстрационная плата для 4-амперного драйвера затвора STGAP2HSCM.

AVX выпускает новую универсальную встраиваемую широкополосную антенну LTE/LPWA для приложений CAT-M и NB-IoT

Новые антенны, совместимые с несущими частотами всех основных мировых стандартов беспроводной связи, изготавливаются на основе запатентованной технологии IMD, имеют небольшие размеры и низкий профиль, снижают требования к «земляному» слою и защитным областям печатной платы, отличаются высокими значениями КПД, усиления, и изоляции, предоставляют возможности независимой настройки и обеспечивают сверхширокополосное покрытие в диапазоне от 600 до 2700 МГц

Корпорация AVX выпустила новую встраиваемую универсальную широкополосную антенну LTE/LPWA (1004795), предназначенную для использования в качестве максимально универсального стандартного готового решения. Совместимые с несущими частотами всех основных мировых стандартов беспроводной связи и множеством распространенных коммуникационных протоколов, новые антенны удовлетворяют постоянно растущий рыночный спрос на более миниатюрные, тонкие, высоконадежные и сверхширокополосные антенны и помогают OEM-производителям сократить как затраты, так и время вывода на рынок за счет исключения затрат на разработку и увеличенных производственных циклов, связанных с индивидуальными решениями.



В новых универсальных широкополосных антеннах, имеющих небольшие размеры и низкий профиль, используется запатентованная технология изолированного магнитного диполя (IMD), позволяющая снизить требования к слою земли и защитным областям печатной платы, предоставляющая возможность независимой настройки для оптимизации

специфических приложений и обеспечивающая высокий уровень технических характеристик и изоляции для повышения устойчивости связи и минимизации помех. Антенны также отличаются высоким КПД, высоким усилением и высокими характеристиками изоляции в диапазоне от 600 до 2700 МГц. Хотя новые устройства идеально подходят для использования в приложениях, использующих протоколы связи CAT-M и узкополосный IoT (NB-IoT), включая носимую электронику, интеллектуальные счетчики, медицинские и промышленные устройства и устройства IoT, коммуникационные системы M2M и FirstNet, терминалы продаж, средства слежения и автомобильную электронику, они также поддерживают протоколы Sigfox, LoRa, Cellular LPWA, RPMA и широкополосный LTE (OCTA-BAND).

Исключительно эффективные и универсальные антенны имеют длину всего 36.0 мм (± 0.3 мм), ширину 9.0 мм (± 0.2 мм) и высоту 3.2 мм (± 0.3 мм) при весе 2.1 г. Устройства поддерживают низкочастотный диапазон от 600 до 1000 МГц, высокочастотный диапазон от 1700 до 2200 МГц и сверхвысокочастотный диапазон от 2500 до 2700 МГц. Антенны отвечают требованиям директивы RoHS и выпускаются также в зеркальной версии (1004796), предоставляя еще большую гибкость выбора проектных решений. Для простого и эффективного тестирования устройств дополнительно предлагаются оценочные платы.

Перечень важнейших типовых характеристик стандартной антенны (1004795), установленной на печатную плату размером

125 мм × 45 мм, включает линейную поляризацию, непрерывную рассеиваемую мощность 2 Вт, импеданс 50 Ом при несимметричном подключении, диапазон пиковых коэффициентов усиления от 2.4 дБи (1710–2220 МГц) до 0.9 дБи (2500–2700 МГц), расширение среднего КПД от 48% (2500–2700 МГц) до 61% (600–698 МГц) и КСВН от

менее 5.5:1 в диапазоне частот 600–698 МГц до менее 2.5:1 в диапазоне 1710–2200 МГц.

Новые антенны для поверхностного монтажа упаковываются в блистерную ленту, совместимую с оборудованием для автоматической установки компонентов, и уже могут поставляться клиентам в течение девяти недель после подтверждения заказа.

Высокоточный линейный усилитель мощности обеспечивает новый уровень плотности мощности, ранее недоступный для форм-фактора SIP

Выпущенное Apex Microtechnology устройство PA22 устанавливает новый стандарт характеристик усилителей мощности, используемых в различных приложениях, требующих высокого быстродействия и кратковременного рассеивания большой мощности. Это устройство дает разработчикам возможность управления исключительной мощностью за счет высоких рабочих напряжений и токов и замечательной способности рассеивания внутренней энергии. PA22 выпускается в компактном корпусе SIP, предоставляя пользователям новый стандарт линейного усилителя мощности для приложений с высокими импульсными токами.



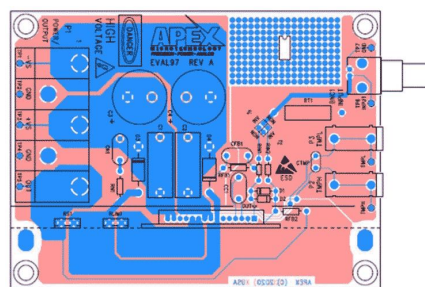
PA22 способен отдавать пиковый ток 13.6 А, работать при напряжении питания 250 В и рассеивать внутреннюю мощность 250 Вт. Новаторская конструкция усилителя обеспечивает простоту и надежность механического монтажа и теплового интерфейса со стандартными технологиями радиаторов, а также позволяет сохранять высокий уровень характеристик даже при установке в

розетку. Этот усилитель имеет входы подключения внешнего датчика температуры и ограничитель тока, программируемый внешним резистором, что дает пользователям дополнительные инструменты контроля его работы и удобство системной интеграции.

Широкий спектр целевых приложений включает автоматизированное тестовое оборудование, системы с большими импульсными токами, пьезоэлектрические позиционеры, устройства фокусировки деформируемых зеркал, электростатические преобразователи и оборудование с программируемыми источниками напряжения или тока.

Доступность и инструменты разработки

В настоящее время PA22 находится в серийном производстве. Для квалифицированных приложений доступны единичные образцы. Для поддержки быстрого макетирования и оценки возможностей устройства PA22 Apex предлагает оценочный набор EK79.



Оценочный набор EK79.

Power Integrations анонсирует высокоэффективный GaN драйвер светодиодов для приложений интеллектуального освещения

Обеспечивает создание светодиодных балластов мощностью 90 Вт с регулировкой яркости в топологии изолированного обратного преобразователя с дополнительным входным каскадом корректора коэффициента мощности

Power Integrations анонсировала новую микросхему LYT6078C в семействе изолированных драйверов светодиодов LYTSwitch-6 для приложений интеллектуального освещения. В новом устройстве LYTSwitch-6 используется нитрид-галлиевая (GaN) технология PowiGaN компании Power Integrations, обеспечивающая повышение КПД и улучшение характеристик, о чем свидетельствует отчет по проекту (DER-920), о котором также объявила компания.

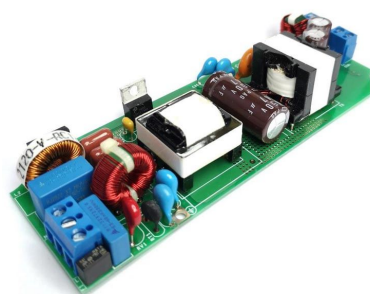


Основанная на технологии PowiGaN микросхема LYT6078C содержит мощный 750-вольтовый коммутатор и обеспечивает немерцающее свечение светодиодов с суммарной потребляемой мощностью до 90 Вт. Общий КПД системы, состоящей из корректора коэффициента мощности (ККМ) и драйвера светодиодов LYTSwitch-6, превышает 90%. Микросхемы драйверов LYTSwitch-6, упакованные в миниатюрные корпуса для поверхностного монтажа InSOP-24, защищены системой прогрессирующего ограничения температуры, которая снижает выходную мощность, не допуская бесконтрольного роста температуры устройства, и сохраняя при этом управление световым потоком. В микросхемах LYTSwitch-6 также реализована разработанная Power Integrations коммуникационная технология, которая позволяет управлять вторичной стороной без использо-

вания оптопары и обеспечивает точность стабилизации тока лучше $\pm 3\%$, независимо от изменений входного напряжения и нагрузки и влияния производственного разброса. Все микросхемы семейства LYTSwitch-6 обладают быстрой реакцией на переходные процессы и легко поддерживают регулирование яркости широтно-импульсной модуляцией.

Преимущества характеристик LYT6078C очевидны в новом отчете по проекту (DER-920), в котором подробно описаны двухкаскадный корректор коэффициента мощности и изолированный обратный преобразователь в схеме диммируемого балласта светодиодов. В проекте используются микросхема LYTSwitch-6 LYT6078C и контроллер ККМ HiperPFSTM-4 PFS7624C компании Power Integrations, которые обеспечивают пиковый КПД более 91% при напряжении питания светодиодной цепочки 48 В, токе нагрузки 1350 мА и входном напряжении 220–277 В переменного тока. В режиме ожидания потребляемая мощность системы составляет менее 80 мВт, что предоставляет инженерам значительную гибкость выбора решений при проектировании средств управления освещением и, в частности, схем регулирования яркости.

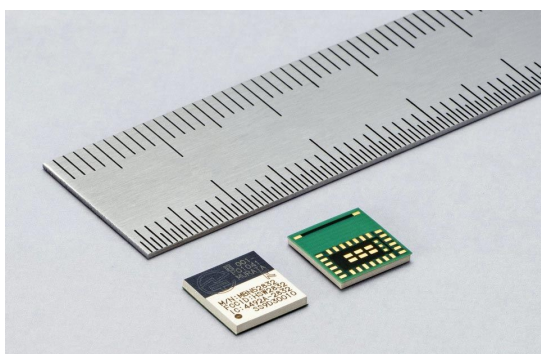
Драйверы светодиодов LYTSwitch-6 уже доступны для приобретения. При покупке 10,000 штук одна микросхема стоит \$2.52.



Модуль DER-920.

Murata сотрудничает с Wirepas, чтобы предоставить решение для крупномасштабных приложений промышленного Интернета вещей

Murata объявляет об интеграции программного обеспечения Wirepas Mesh для беспроводного подключения, ориентированного на крупномасштабные промышленные приложения IoT, в свой встраиваемый Bluetooth-модуль MBN52832, что создает масштабируемое решение для сетей малопотребляющих датчиков.



Комбинация технологии Wirepas Mesh с модулем MBN52832 предоставляет разработчикам приложений уровень сетевого подключения, позволяющий собирать данные, управлять устройствами и отслеживать местоположение в нескольких приложениях, включая управление ресурсами, интеллектуальное освещение и промышленный IoT. Сверхнизкое потребление мощности модуля MBN52832 в паре с технологией маршрутиза-

ции Wirepas Mesh обеспечивают срок службы батареи датчика более 5 лет и поддерживают до 4 миллиардов устройств в одной сети.

Программная технология беспроводной связи Wirepas Mesh включает в себя весь сетевой интеллект, необходимый для формирования отказоустойчивой крупномасштабной беспроводной многосвязной сети. Wirepas Mesh позволяет всем устройствам в сети работать маршрутизаторами для других устройств, создавая самовосстанавливающуюся сеть, оптимизированную локальным принятием решений для достижения неограниченных уровней масштабируемости, покрытия и плотности при максимально эффективном использовании доступного радиочастотного спектра.

Модуль MBN52832 Bluetooth Low Energy (LE) обеспечивает сверхнизкое энергопотребление для сетей передачи данных. Он объединяет в себе микросхему Bluetooth LE компании Nordic, радиочастотный интерфейс и сверхминиатюрный кварцевый резонатор, а встроенное ядро ARM Cortex M4 с 64 КБ ОЗУ и 512 КБ флэш-памяти образуют высокопроизводительный движок и богатый интерфейс для различных приложений IoT, включая медицину и здравоохранение, а также приложения межмашинного взаимодействия (M2M).

Microchip выпускает первый многоканальный ЦАП и интегрированной энергонезависимой памятью

Восьмиканальный 12-разрядный ЦАП с интегрированной энергонезависимой памятью и встроенным источником опорного напряжения снижает нагрузку на процессор при включении питания и сокращает общие размеры системы

Реализация многоканальных систем управления с использованием цифро-аналоговых преобразователей (ЦАП) в современных портативных и ручных промышленных, коммуникационных, потреби-

льских и медицинских системах была затруднительна без значительных расходов ресурсов процессора, необходимых для настройки устройства во время включения питания. Microchip Technology анонсировала решение

этой проблемы, выпустив семейство восьми-канальных 12-разрядных ЦАП MCP47/48FxBx8 – первых в своем роде приборов, содержащих энергонезависимую память и интегрированный источник опорного напряжения, благодаря чему они могут быть предварительно сконфигурированы для безопасного и эффективного включения, не требующего использования системного процессора.

В отличие от ЦАП, не имеющих энергонезависимой памяти, микросхемы MCP47/48FxBx8 могут сохранять данные пользовательских настроек конфигурации даже при отключенном питании. При включении питания все восемь каналов устанавливаются в заранее определенное состояние без участия системного процессора. Интеграция в ЦАП источника опорного напряжения упрощает систему и снижает ее общие размеры. Кроме того, семейство устройств оснащено последовательными интерфейсами SPI и I²C, чтобы предоставить разработчикам максимальную гибкость выбора способов взаимодействия с устройствами.

Совокупность низкого минимального рабочего напряжения, диапазон которого составляет от 1.8 до 5.5 В, и высокого уровня энергоэффективности ЦАП улучшает тепловые характеристики и надежность прибора. ЦАП обеспечивают сброс при включении или сбое питания и имеют одно из самых низких в отрасли значений времени установления –



5 мкс. Микросхемы работают в расширенном диапазоне температур (от –40 °С до +125 °С), необходимом для промышленных и автомобильных приложений.

Цены и доступность

Любой прибор из семейства ЦАП MCP47/48FxBx8 доступен для оптовых заказов. Семейство, содержащее устройства с разрешением 8, 10 и 12 бит, выпускается в 20-контактных корпусах VQFN размером 5 мм × 5 мм и в 20-выводных корпусах TSSOP. Цены, установленные для одного ЦАП в партиях из 5,000 микросхем, начинаются от \$2.47.

Дополнительную информацию можно получить в торговых представительствах Microchip, у авторизованных дистрибьюторов в любых странах мира или на веб-сайте Microchip. Приобрести упомянутые в пресс-релизе продукты можно на портале закупок Microchip или у официальных дистрибьюторов компании.

Крошечная СнК Bluetooth не требует программирования

Jean-Pierre Joosting

Миниатюрная СнК обеспечивает лучшие в своем классе радиочастотные характеристики, не требует программирования и отличается сверхнизким энергопотреблением

Компания InPlay, выпустившая СнК Bluetooth маяка IN100, утверждает, что это самый миниатюрный Bluetooth продукт, не требующий программирования, который снизит технические барьеры и позволит любому конструктору легко создавать свои собствен-

Microwave Engineering Europe

ные беспроводные приложения, не беспокоясь об изучении сложного стека протоколов Bluetooth и разработке встроенного программного обеспечения.

Эта СнК, основанная на разработанной InPlay технологии NanoBeacon, имеет размеры корпуса всего 2.5 × 2.0 мм и идеально подходит для приложений с активными RFID или беспроводными датчиками следующего поколения. Разработчик просто конфигурирует



предопределенный идентификатор и параметры объявлений в однократно программируемой памяти IN100, и как только устройство включается, оно запускается как объявитель Bluetooth и передает информацию с указанным идентификатором.

IN100 также поддерживает различные типы интерфейсов датчиков, включая аналоговые и цифровые сенсорные интерфейсы. Разработчики могут легко подключить IN100 к датчику, настроить его пороги и, как только пороговое значение будет достигнуто, передать по беспроводной сети оповещения или

необработанные данные датчика через эфирный интерфейс Bluetooth.

Средний ток, потребляемый устройством при интервале объявлений 10 секунд, составляет всего 1.4 мкА, и 650 нА при интервале объявлений 1 минута. Загрузка СМК данными объявлений может динамически настраиваться с помощью внешнего микроконтроллера через интерфейс UART.

Повышенная безопасность обеспечивается аутентификацией идентификатора объявителя и конфиденциальностью данных объявлений. Среди других особенностей устройства следует выделить однопроводную шину для ввода-вывода и приложений с ограниченным пространством, встроенные коммутаторы нагрузки со сверхнизкими утечками и широкий диапазон рабочих напряжений от 1.1 до 3.6 В, совместимый со всеми типами батарей.

СМК IN100 выпускается в корпусах DFN8 (2.5 × 2.0 мм) и QFN20 (3 × 3 мм). В настоящее время доступны единичные образцы нового прибора. Массовое производство будет развернуто в первом квартале 2021 года.

Laird Connectivity анонсирует модули Bluetooth 5.1 для максимальной гибкости проектирования приложений промышленного Интернета вещей

Компания Laird Connectivity анонсировала новую серию модулей Bluetooth 5.1, которые при небольших размерах позволяют увеличить радиус связи Bluetooth Low Energy (LE) в промышленных приложениях, работающих в жестких условиях эксплуатации.



Миниатюрные модули BL653μ, занимающие на плате площадь всего 6.3 × 5.6 мм и специально предназначенные для конструкций с ограниченным объемом, обеспечивают полное многопротокольное подключение встраиваемых устройств с исключительными возможностями обработки и пеленгацией Bluetooth 5.1 на основе углов приема и выхода сигнала при расширенном температурном диапазоне от -40 °С до +105 °С.

Основанные на чипе nRF52833 компании Nordic, управляемом процессором Cortex-M4F, миниатюрные модули BL653μ обеспечивают безопасность и надежность LE соединения для любой конструкции устройства. Максимальная гибкость разработки поддерживается компактностью BL653μ, возмож-

ностями программирования для Nordic SDK или Zephyr RTOS, интуитивно понятным набором AT-команд или собственной средой разработки smartBASIC компании Laird Connectivity.

Устройства серии BL653μ предоставляют доступ к ключевым аппаратным функциям и возможностям nRF52833, включая обмен по USB, мощность передачи до +8 дБм и диапазон напряжений питания до 5.5 В. В дополнение к безупречным функциям Bluetooth 5.1 BL653μ также имеет возможность поддержки Bluetooth 5.2 и аппаратной поддержки NFC и 802.15.4 (Thread и Zigbee).

BL653μ дает возможность подключения к чрезвычайно сложным радиочастотным средам и беспроводным промышленным приложениям IoT. Благодаря поддержке ячеистых сетей (Bluetooth mesh), OEM-производители могут расширить область доставляемых сообщений, ретранслируя их от узла к узлу в большой группе подключенных устройств. Дополнительные преимущества режима Long Range Bluetooth 5 (поддержка кодиро-



ванного PHY) позволяют сигналам Bluetooth распространяться дальше, обеспечивая беспроводную связь с труднодоступным оборудованием в производственных цехах и на промышленных предприятиях.

Одобрения регулирующих органов FCC, IC, CE, RCM, MIC и Bluetooth SIG без проведения новых испытаний распространяются и на OEM-конструкцию, что позволяет ускорить вывод продукта на рынок и снизить проектные риски.

Как управлять импульсными преобразователями с постоянной частотой переключения

Часть 2

Окончание. Начало в номерах 07,08-2020

Александр Русу, Одесса, Украина

Контроллеры с управлением по напряжению с улучшенными динамическими характеристиками

Несмотря на все преимущества, низкая скорость реакции контроллеров с управлением по напряжению все же является весомой причиной для поиска методов улучшения их динамических характеристик. Одним из таких решений является контроль не только выходного напряжения V_{OUT} , но и входного V_{IN} . Принцип регулирования остается тот же, но ширина импульса управления силовыми транзисторами теперь является функцией от двух переменных.

В идеальном случае, зная текущее значение входного и выходного напряжений, можно сформировать сигнал управления таким образом, чтобы соотношение длительностей первого и второго этапов преобразования t_1/t_2 максимально точно соответствовало текущей ситуации. В аналоговых контроллерах это реализуется путем модуляции пилообразного напряжения, подаваемого на вход ШИМ-компаратора, сигналом, пропорциональным входному напряжению (Рисунок 10). Этот метод получил название Voltage

Mode with Voltage Feed Forward (метод управления с упреждением по входному напряжению). Ключевой особенностью данного метода является то, что контроллер начинает изменять состояние системы еще до того, как на выходе начинается переходный процесс. То есть, при правильно рассчитанной и настроенной системе изменение входного напряжения не должно приводить к изменению выходного (в «классическом» методе управления по напряжению изменение входного напряжения всегда приводит к изменению выходного). На практике же все зависит от частотных характеристик датчика входного напряжения и других узлов, реализующих данную функцию.

Конечно, аналоговые схемы являются неидеальными, и при изменении входного напряжения на выходе будет всегда присутствовать некоторый переходной процесс. Однако в любом случае скорость реакции подобных контроллеров на изменение входного напряжения будет намного больше, чем у обычных ШИМ-контроллеров. Идеальной областью применения контроллеров данного типа являются приложения, в которых возможны резкие изменения напряжения питаю-

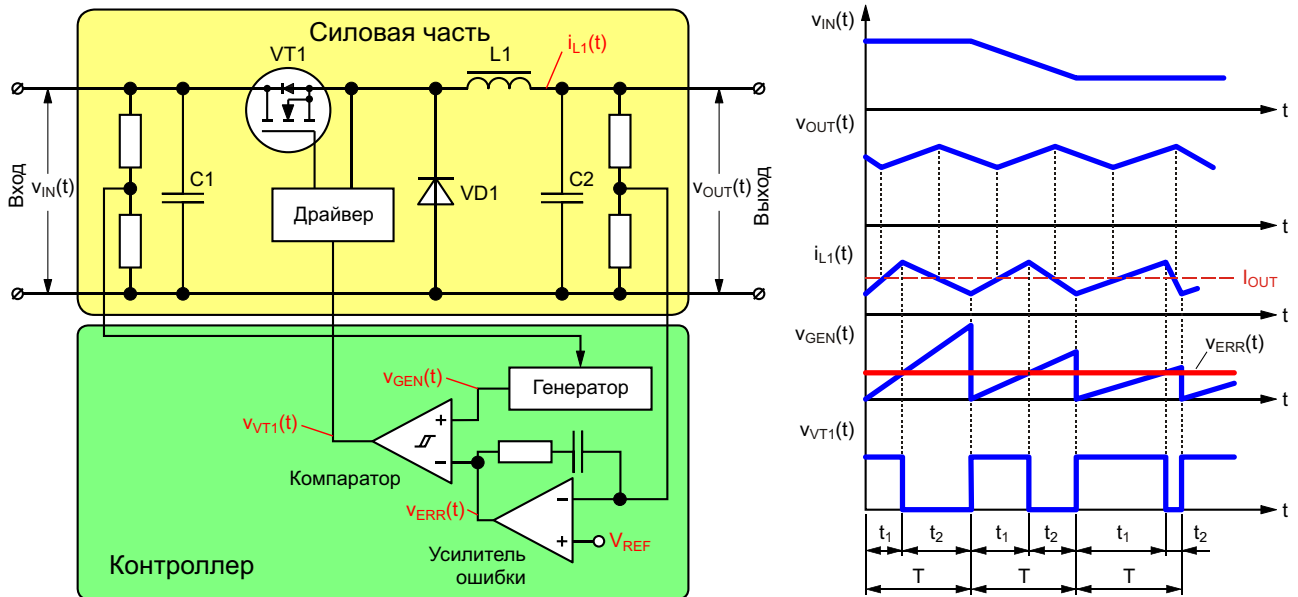


Рисунок 10. Схема управления преобразователем с контролем входного напряжения.

щих шин, например, автомобильная техника, в которой напряжение бортовой сети в момент запуска двигателя может значительно уменьшиться.

Контроллеры с управлением по току

Модуляция пилообразного напряжения на входе компаратора теоретически может решить проблему переходных процессов при изменении входного напряжения. Однако у

подобных контроллеров реакция на изменение выходного тока может оставаться недопустимо медленной. Но кто ограничивает модуляцию выходного сигнала генератора только входным напряжением? Очевидно, что, добавив в контроллер соответствующие узлы, можно улучшить и быстродействие при изменении выходного тока. Этот метод получил название «метод с управлением по току» (Current Mode Regulation).

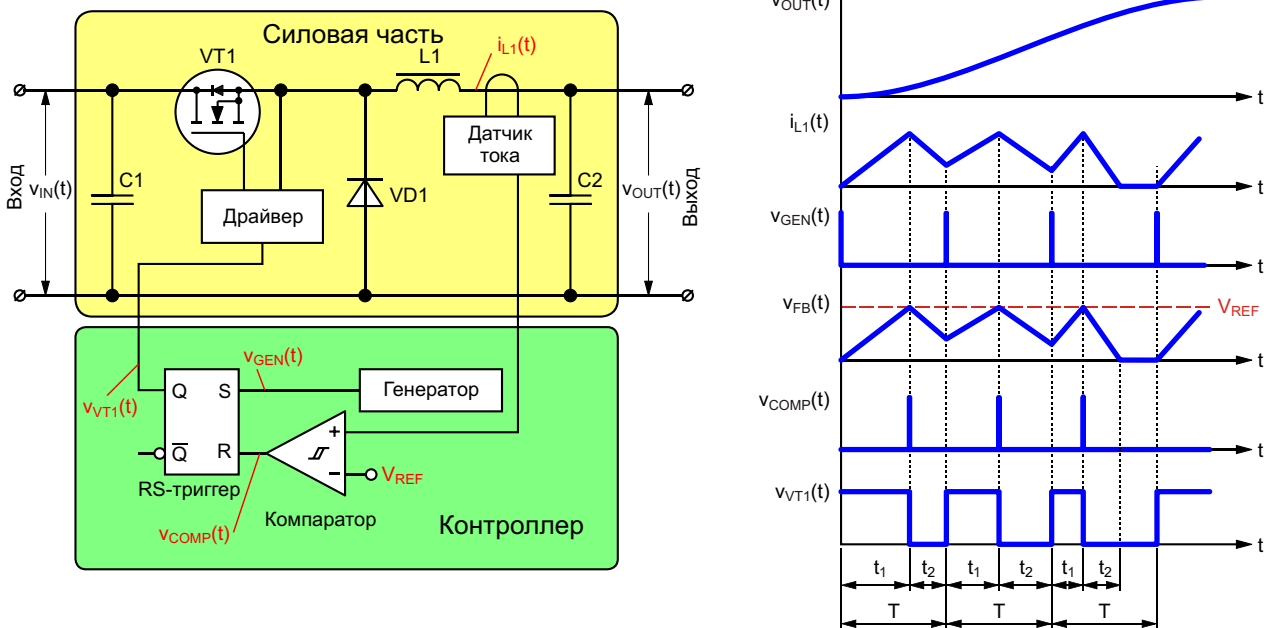


Рисунок 11. Схема управления преобразователем с управлением по току.

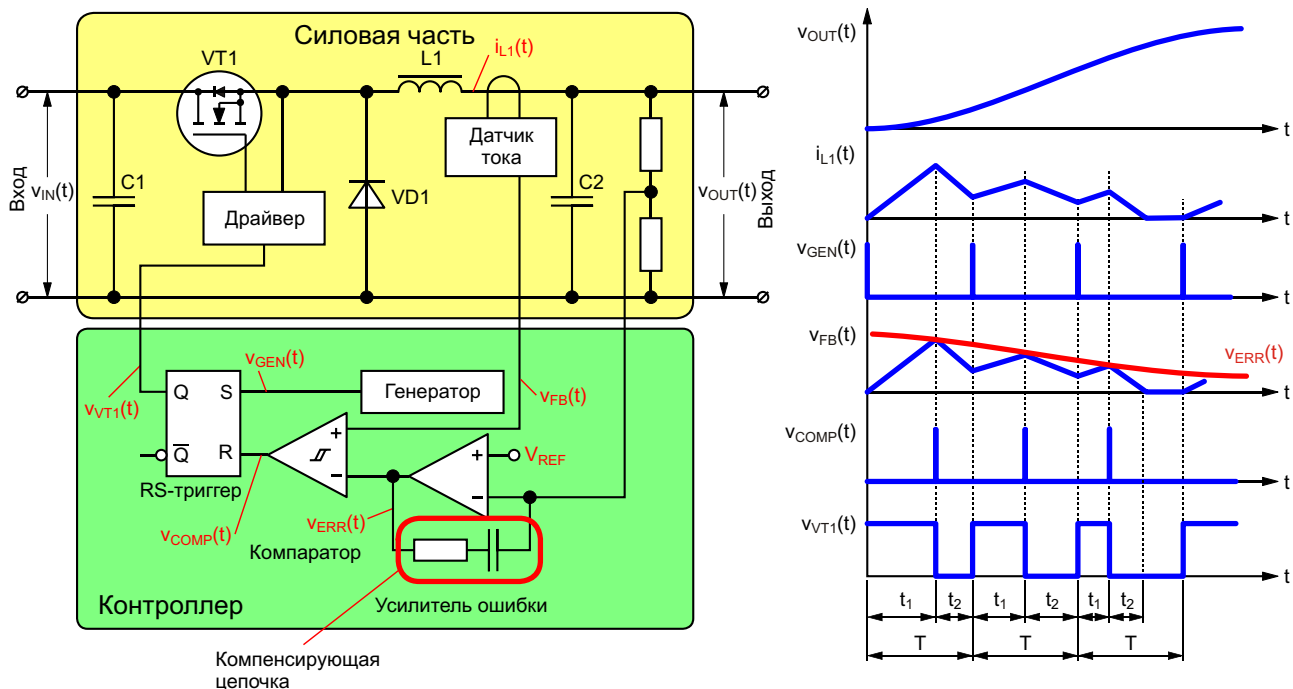


Рисунок 12. Схема управления преобразователем с управлением по току и контролем выходного напряжения.

Ключевой особенностью контроллеров с управлением по току является способ формирования пилообразного напряжения на входе ШИМ-компаратора. В этих контроллерах пилообразное напряжение формируется не генератором, а током дросселя, ведь при приложении к индуктивности постоянного напряжения его ток начинает изменяться по линейному закону. В этом случае генератор формирует сигнал, по которому открывается транзистор и начинается первый этап преобразования. А вот заканчивается он после достижения током дросселя некоторого порогового значения V_{REF} .

В «академическом» варианте реализации метода управления по току (Рисунок 11) порог срабатывания компаратора V_{REF} постоянен. Однако на практике так никто не делает, потому что при таком подходе выходное напряжение становится неконтролируемым. Более того, в некоторых схемах силовой части, например, в понижающем преобразователе, при малой разнице между входным V_{IN} и выходным V_{OUT} напряжениями к дросселю прикладывается столь малое напряжение, что его ток может и не достигнуть порогового значения.

На практике порог срабатывания ШИМ-компаратора делают зависимым от выходного напряжения V_{OUT} – чем больше выходное напряжение, тем меньше ток выключения транзистора (Рисунок 12). В этом случае регулировка выходного напряжения обеспечивается фактически путем изменения количества преобразуемой мощности – чем меньше выходное напряжение, тем больше энергии будет потреблено из входной цепи на первом этапе преобразования.

Обратите внимание, что при использовании метода управления по току автоматически обеспечивается защита от перегрузки по току и короткого замыкания выходов. При правильно рассчитанной схеме ток дросселя, а, следовательно, и токи транзистора и диода, просто физически не смогут достичь опасных значений – схема управления закроет транзистор намного раньше.

Метод управления по току нашел широкое применение в контроллерах повышающих, инвертирующих и обратноходовых преобразователей, в которых ток дросселя на первом этапе преобразования будет гарантировано увеличиваться при любом состоянии выхода. Кроме того, при таких схемах силовой части

информацию о величине тока дросселя или тока транзистора, которые на первом этапе преобразования одинаковы, можно достаточно легко получить с помощью резистивных датчиков или измеряя падение напряжения на открытом канале MOSFET (Рисунок 13). В понижающих преобразователях, где выводы транзистора и дросселя могут иметь высокий потенциал относительно общего провода, измерение тока дросселя может быть технически затруднено.

Однако, как оказалось, измерять реальный ток дросселя совсем необязательно, ведь если что-то трудно определить, то это можно всегда «придумать». Именно на таком принципе и работают контроллеры с управлением по току и эмуляцией тока дросселя (Emulated Current Mode Regulation). В этих микросхемах пилообразное напряжение на выходе компаратора формируется с помощью специализированного узла, состоящего из управляемого генератора тока и

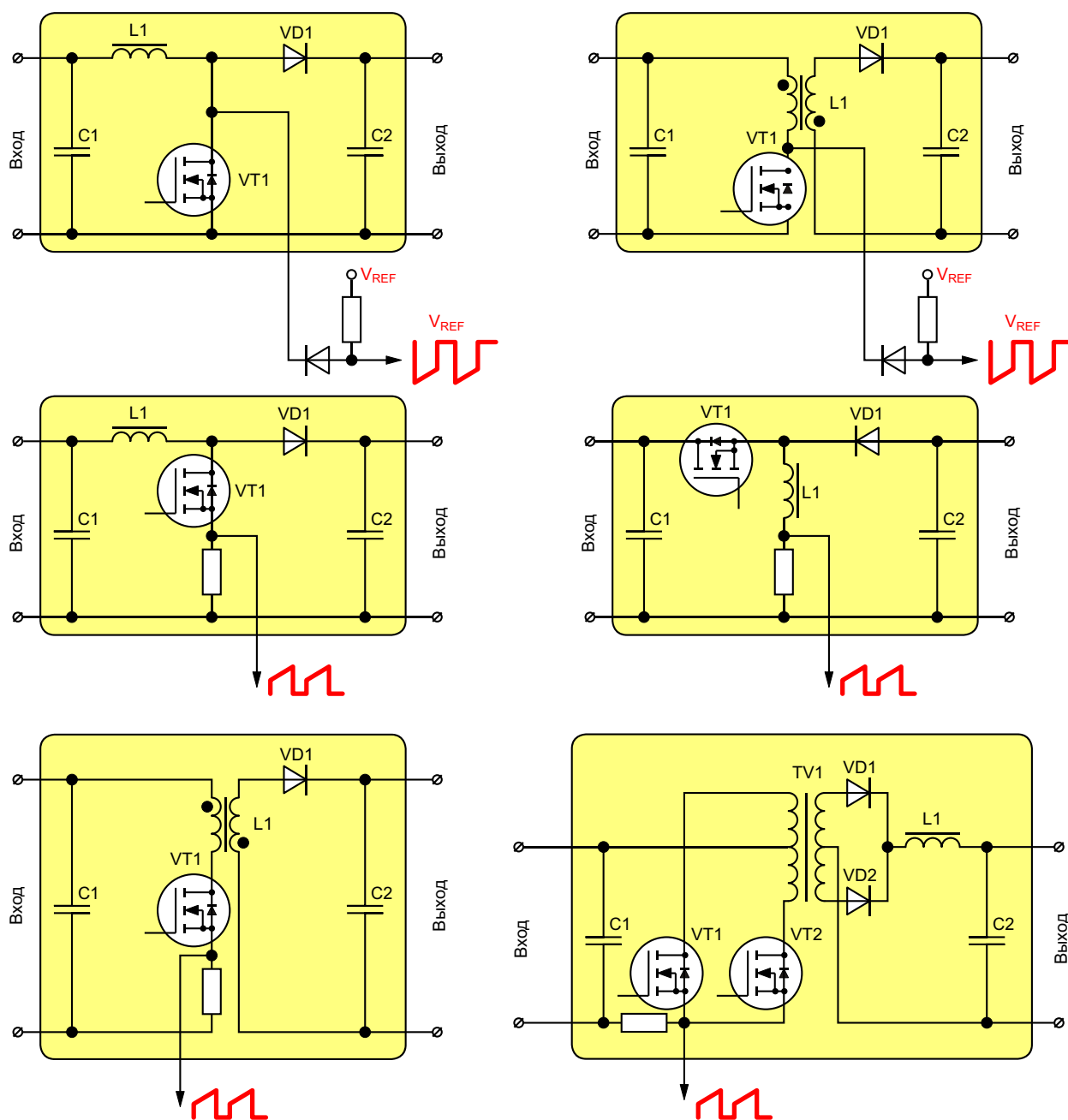


Рисунок 13. Способы получения пилообразного напряжения для контроллеров с управлением по току.

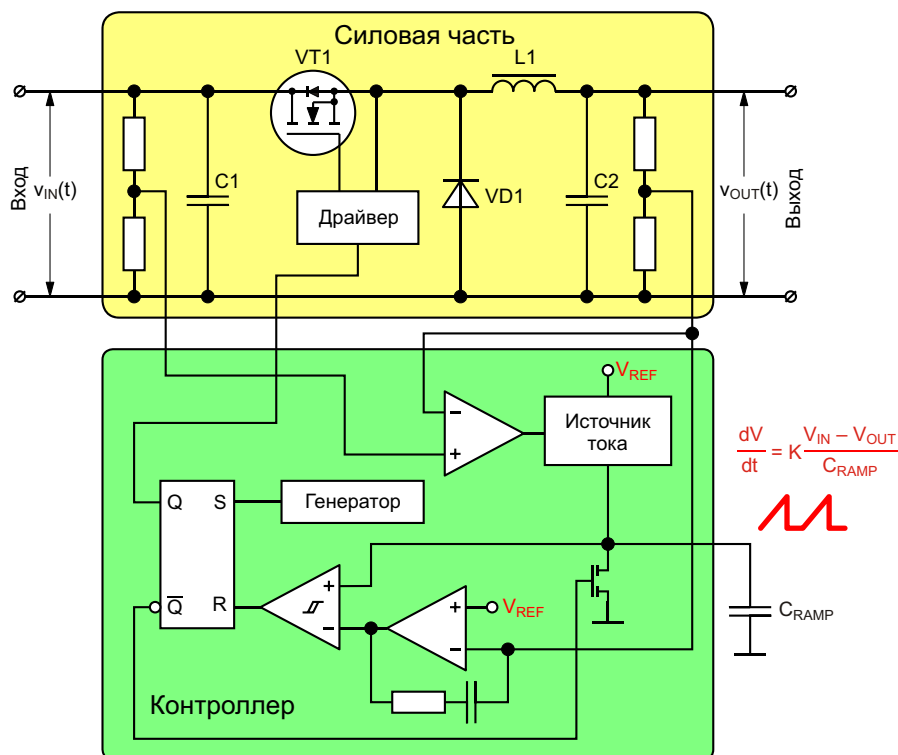


Рисунок 14. Упрощенная схема контроллера с эмуляцией тока дросселя.

конденсатора (обычно внешнего) C_{RAMP} (Рисунок 14). Выходной ток стабилизатора тока, определяющий скорость нарастания напряжения на конденсаторе C_{RAMP} , пропорционален разнице между входным V_{IN} и выходным V_{OUT} напряжениями. Когда транзистор VT1 закрыт, выходной сигнал с инвертирующего выхода RS-триггера открывает внутренний полевой транзистор, удерживая конденсатор C_{RAMP} в разряженном состоянии.

Очевидно, что путем подбора емкости конденсатора C_{RAMP} и коэффициента пропорциональности K можно обеспечить такие параметры пилообразного напряжения на конденсаторе C_{RAMP} , которые будут полностью идентичны току дросселя. Обратите внимание, что в данной схеме улучшается реакция как на изменение входного напряжения, так и на изменение выходного тока. Именно поэтому контроллеры с эмуляцией тока дросселя имеют на сегодняшний день наилучшие динамические характеристики, помехозащищенность и КПД, хотя бы потому, что при таком подходе из силовой части исключается резистивный датчик тока, являющийся источником дополнительных потерь.

Контроллеры с эмуляцией тока дросселя находят свое применение в системах с высоким уровнем помехозащищенности, например, для питания телекоммуникационного оборудования. Этому способствует, во-первых, работа на фиксированной частоте, помехи на которой проще фильтровать, а во-вторых – отсутствие измерений достаточно зашумленных процессов в силовой части, из-за чего снижается уровень шумов в выходном напряжении.

Контроллеры для работы в граничном режиме

А что будет, если контролировать не только максимальное, но и минимальное значение тока дросселя? В этом случае можно начинать новый цикл преобразования в тот момент времени, когда закончится предыдущий, то есть, когда ток дросселя (а, точнее – магнитный поток в его магнитопроводе) станет равным нулю. В этом случае силовая часть преобразователя будет работать в граничном режиме (Boundary Mode). Ключевой особенностью этого режима является максимально полное использование магнитного

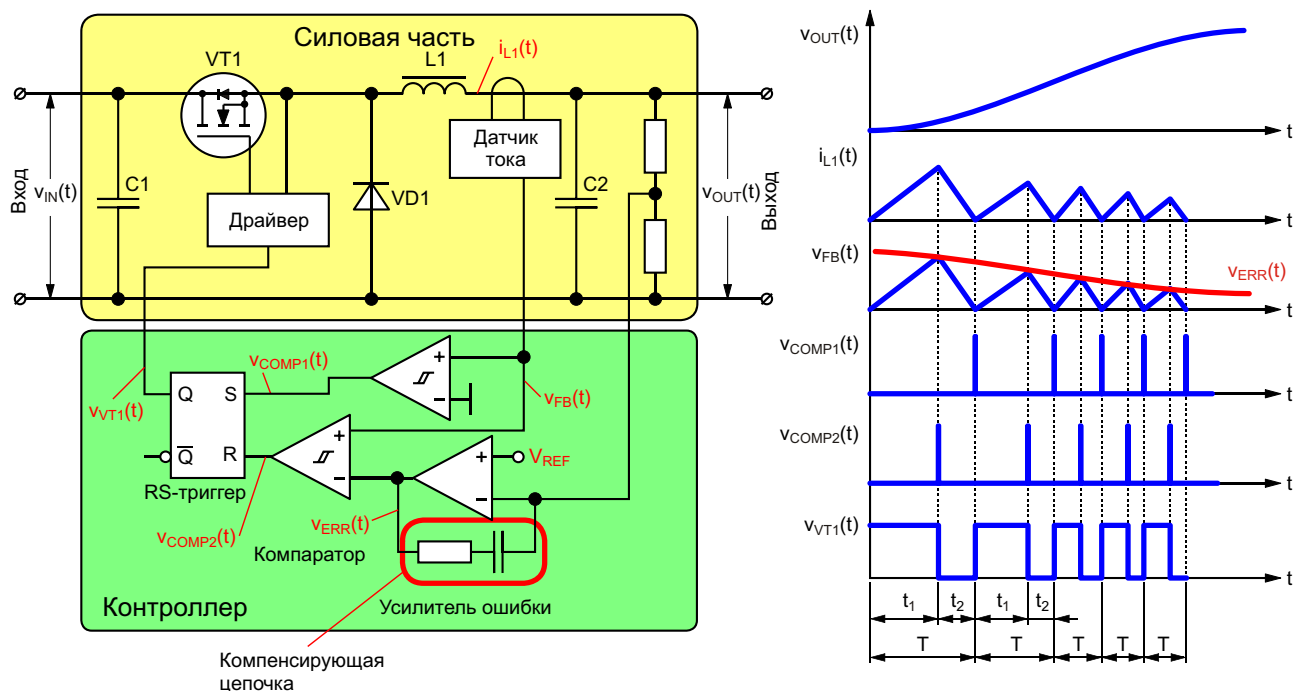


Рисунок 15. Упрощенная схема контроллера, работающего в граничном режиме.

материала дросселя или, другими словами, дроссель будет иметь минимально возможный при данном уровне мощности объем магнитопровода [5].

Несмотря на то, что сигнал управления силовым транзистором имеет ярко выраженный импульсный характер, его уже нельзя классифицировать как ШИМ-сигнал, поскольку его частота теперь непостоянна – чем меньше выходной ток преобразователя, тем выше частота переключения силовых ключей. Если коэффициент заполнения импульсов управления D в этом режиме останется постоянным (а он все еще зависит от соотношения напряжений между входом и выходом), то такой сигнал уже будет относиться к частотно-импульсной модуляции (ЧИМ) (Pulse-Frequency Modulation, PFM).

Отличительной особенностью преобразователей с ЧИМ-управлением (Рисунок 15) является наивысшая величина удельной мощности (из-за наименьшего размера дросселя) и очень неплохие динамические характеристики, практически идентичные аналогичным параметрам гистерезисных преобразователей. Во многом это связано с отсутствием необходимости дополнительного заряда/разряда дросселя при изменении выходного тока. Обратите также внимание,

что в ЧИМ-контроллере генератор может отсутствовать – при таком подходе к управлению он становится не нужен.

Заключение

Управление импульсными преобразователями электрической энергии не является тривиальной задачей. При использовании аналоговых методов управления существует очень много вариантов построения схемы управления, необходимость создания каждого из которых в свое время была обусловлена той или иной практической необходимостью. Все это лишний раз доказывает, что идеального аналогового контроллера не существует, и он вряд ли когда-нибудь будет создан. Каждый метод управления имеет свои достоинства и недостатки, показания и ограничения к применению, поэтому проектирование схемы управления импульсным преобразователем, впрочем, как и проектирование его силовой части, – это всегда компромиссное решение.

До недавнего времени альтернативы аналоговым методам управления не было. И лишь относительно недавно появление высокопроизводительных микроконтроллеров с развитой периферией позволило отказаться от традиционных подходов к управлению и создать первые цифровые контроллеры, кото-

рые в принципе, не имеют ограничений, характерных для существующих схем. Однако рассмотрение цифровых методов управления уже выходит за рамки этой статьи. **РЛ**

Список источников

1. Русу А.П. [Откуда появляются переходные процессы в импульсных преобразователях электрической энергии](#)
2. Русу А.П. [Как управлять импульсными преобразователями электрической энергии](#)
3. Русу А.П. [Как работают импульсные преобразователи с гистерезисным управлением](#)
4. Русу А.П. [Зачем нужен трансформатор в импульсном преобразователе электрической энергии?](#)
5. Русу А.П. [В каком режиме должен работать магнитопровод дросселя импульсного преобразователя?](#)

Контроллер кнопки включения питания упрощает конструкцию системы

Victor Fleury

Design Note 391

Введение

Разработчикам нередко приходится искать способы устранения дребезга и управления кнопкой включения/выключения портативных устройств. В традиционных схемах подавления дребезга используются дискретная логика, триггеры, резисторы и конденсаторы. Другие конструкции могут основываться на имеющемся в схеме микропроцессоре и дискретных компараторах, которые постоянно потребляют энергию батареи. Для управления низковольтными устройствами в приложениях, питающихся от многоэлементных

высоковольтных батарей, необходим высоковольтный LDO регулятор. Все эти дополнительные схемы не только занимают лишнее место на печатной плате и усложняют конструкцию, но также разряжают батарею, когда портативное устройство выключено. Linear Technology решает эту проблему кнопочного интерфейса с помощью пары крошечных контроллеров кнопок.

В LTC2950 интегрированы все времязадающие схемы, необходимые для устранения дребезга кнопки включения/выключения портативных устройств. Микросхема также обеспечивает простой, но мощный интер-

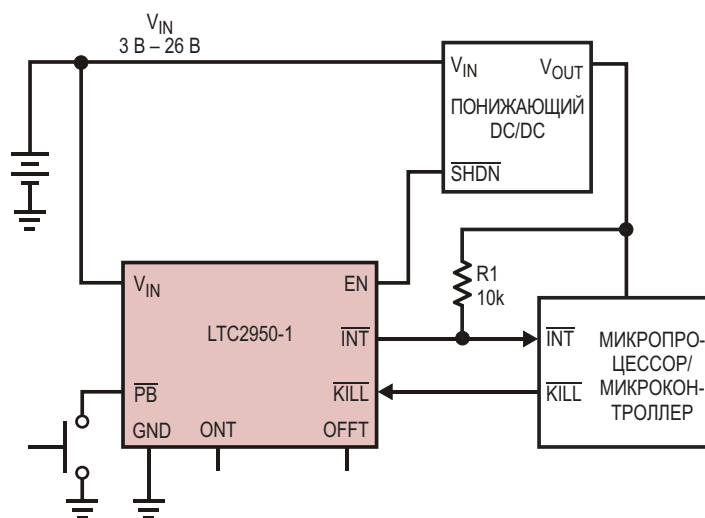


Рисунок 1. Типовое приложение с одним внешним компонентом.

фейс, позволяющий управлять включением и выключением портативного устройства. LTC2951 содержит регулируемый таймер для приложений, которым требуется больше времени на процедуру выключения питания. Эти микромощные высоковольтные (2.7 В ... 26 В) микросхемы выпускаются в компактных 8-выводных корпусах DFN размером 3 мм × 2 мм и TSOT-8.

Устраняет дребезг при включении

Схема на Рисунке 1 обеспечивает ручное управление входом разрешения DC/DC преобразователя. Чтобы включить преобразователь, LTC2950 сначала устраняет дребезг на входе кнопки, а затем выключает MOSFET на выходе разрешения EN. Время отслеживания дребезга по умолчанию равно 32 мс, и может быть увеличено с помощью дополнительного конденсатора, подключенного к выводу ONT. Это позволяет разработчику портативного устройства подобрать время, в течение которого пользователь должен удерживать кнопку перед включением питания. Осциллограммы на Рисунке 2 иллюстрируют работу микросхемы при помехах на входе \overline{PB} .

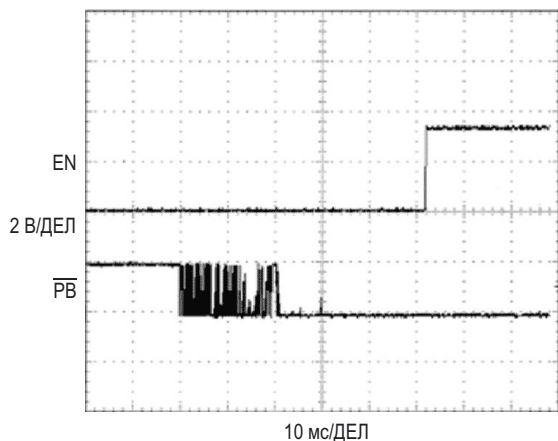


Рисунок 2. Временные диаграммы подавления дребезга при включении.

Защищает от неисправностей при включении питания

После включения DC/DC преобразователя LTC2950 на 512 мс запускает таймер гашения. Если за этот период времени на входе \overline{KILL} не появится сигнал высокого уровня, микросхема автоматически выключает пре-

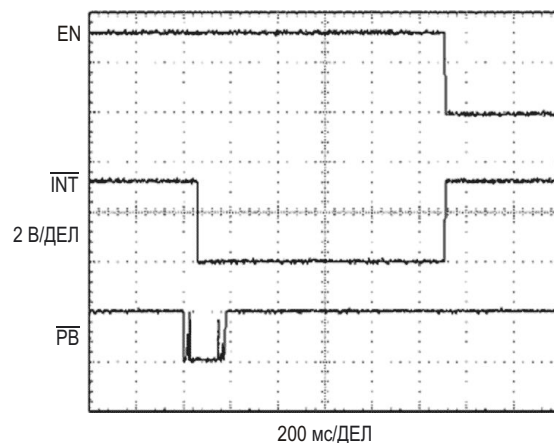


Рисунок 3. Временные диаграммы подавления дребезга при выключении.

образователь. Эта функция отказоустойчивости предотвращает включение портативного устройства пользователем при неисправном преобразователе энергии или неработающем микропроцессоре.

Управляемое выключение питания

Для выключения портативного устройства LTC2950 сначала устраняет дребезг на входе кнопки, а затем активирует выход прерывания \overline{INT} (см. Рисунок 3). Время отслеживания дребезга по умолчанию равно 32 мс, и может быть увеличено с помощью дополнительного конденсатора, подключенного к выводу OFFT.

Затем LTC2950 на 1024 мс запускает внутренний таймер гашения, который позволяет микропроцессору выполнять служебные операции, необходимые для завершения работы. По окончании работы таймера микросхема снимает питание с портативного устройства, отключая DC/DC преобразователь. LTC2951 имеет расширяемый таймер отключения питания (дополнительный внешний конденсатор \overline{KILLT}), который дает микропроцессору больше времени на выполнение служебных задач. Обратите внимание, что LTC2950/LTC2951 устраняют дребезг как при нажатии, так и при отпускании кнопки.

Работа без микроконтроллера

LTC2950 легко адаптируется для приложений, в которых микропроцессоры или микроконтроллеры не используются. Для этого нужно просто подключить выводы \overline{INT} и \overline{KILL}

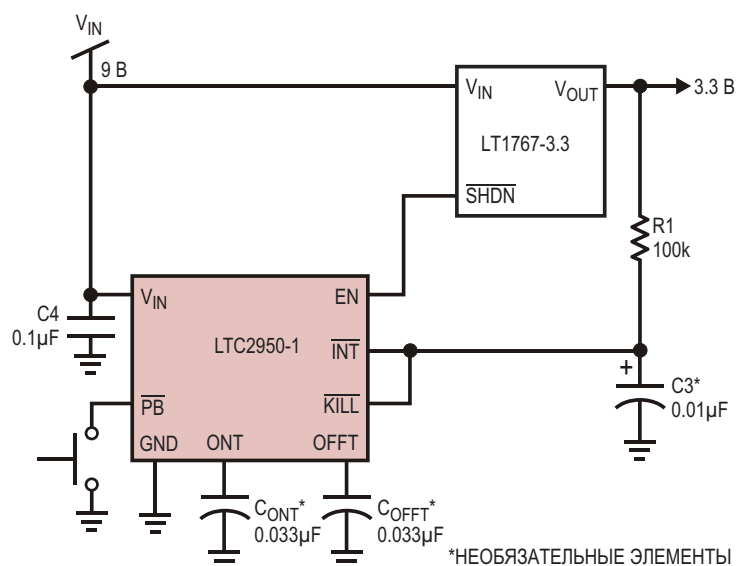


Рисунок 4. Использование LTC2950 без микропроцессора.

к выходу DC/DC преобразователя (Рисунок 4). Когда пользователь нажимает кнопку, чтобы выключить питание системы, выход прерывания устанавливает низкий уровень на входе $\overline{\text{KILL}}$, и затем выход EN отключает преобразователь.

Высоковольтный, микромощный

LTC2950 работает в широком диапазоне входных напряжений от 2.7 В до 26.4 В, что позволяет использовать широкий спектр источников питания и устраняет необходимость в высоковольтном маломощном LDO регуляторе.

LTC2950 идеально подходит для увеличения срока службы батареи портативного устройства. Когда питание портативного устройства отключено, очень низкий ток покоя LTC2950 (типичное значение 6 мкА) почти не расходует заряд батареи.

Заключение

LTC2950 и LTC2951 обеспечивают простые, малопотребляющие и компактные решения для устранения дребезга. LTC2950 имеет настраиваемые таймеры времени включения и выключения и таймер отключения питания с фиксированным временем 1024 мс. И наоборот, времена таймеров включения и выключения микросхемы LTC2951 фиксированы на значении 128 мс, а таймер отключения питания имеет регулируемое время. Простой интерфейс микропроцессора защищает от сбоев при включении и позволяет плавно выключить питание. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC2950-1](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC2951-1](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1767](#)

Диодно-транзисторные и оптоэлектронные мажоритарные логические элементы

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы и описание работы диодно-транзисторных и оптоэлектронных трехвходовых логических элементов «Мажоритарность» и «Мажоритарность-НЕ».

Логический элемент «Мажоритарность» имеет несколько входов и один выход, уровень «лог. 1» на котором появляется только при условии, что уровень «лог. 1» одновременно присутствует на большинстве из его входов. Математически это условие можно выразить как

$$M \text{ ROUND } \frac{N + 1}{2},$$

где

N – число входов;

M – число задействованных входов;

ROUND – функция округления до целого в большую сторону.

Логический элемент «Мажоритарность-НЕ» можно рассматривать и как логический элемент «Миноритарность». Миноритарный логический элемент имеет несколько входов и один выход, уровень «лог. 0» на котором

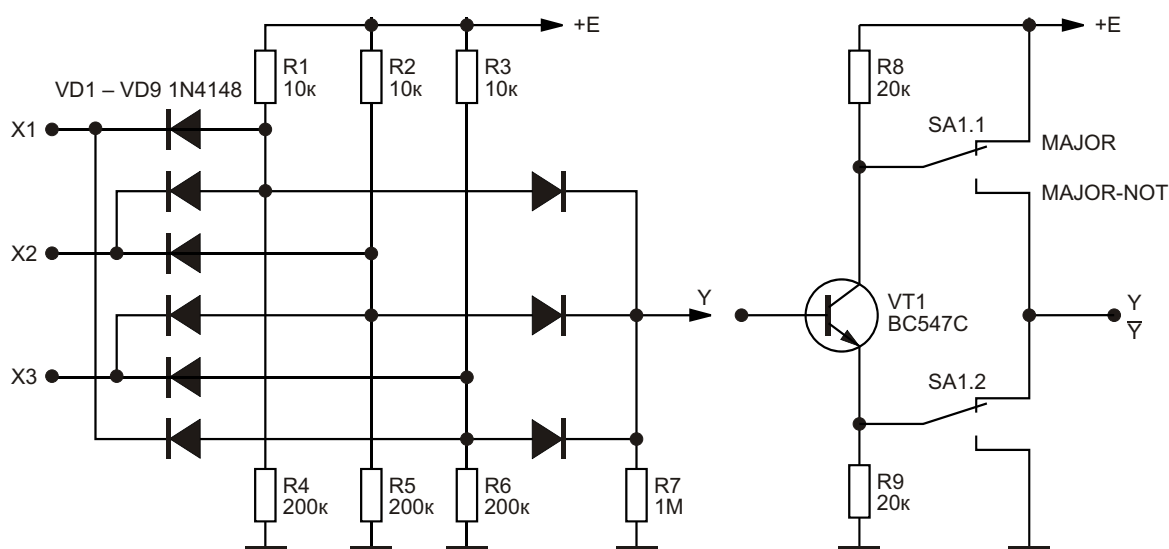


Рисунок 1. Электрическая схема диодно-транзисторного трехвходового логического элемента «Мажоритарность» («MAJOR») и «Мажоритарность-НЕ» («MAJOR-NOT»).

Строблируемый генератор запускается без задержки

Ricardo Jimenez

Electronic Design

Правильный выбор компонентов может помочь сократить время запуска строблируемых генераторов

Типичной проблемой строблируемых генераторов является задержка, с которой появляется сигнал после того, как входной цифровой управляющий сигнал разрешает их работу. Эта задержка возникает из-за того, что, прежде чем напряжение на времязадающем конденсаторе начнет колебаться между двумя пороговыми точками, известными как V_{T+} и V_{T-} , конденсатору необходимо частично разрядиться от начального напряжения V_{DD} . Это приводит к тому, что генератор начинает колебаться на ожидаемой собственной частоте только после некоторой временной задержки. Задержка влияет на точность измерений времени.

На Рисунке 1 показан классический строблируемый генератор с соответствующей вре-

менной диаграммой. Когда логический уровень управляющего сигнала меняется с низкого на высокий, конденсатор C разряжается через резистор R от уровня V_{DD} до V_{T-} , на что и требуется время T_0 . Характер изменения напряжения на резисторе R в течение интервала T_0 описывается уравнением (1):

$$V_R = V_{DD} e^{-\frac{T_0}{RC}}. \quad (1)$$

Решая (1) относительно T_0 , получаем:

$$T_0 = RC \ln \frac{V_{DD}}{V_R}, \quad (2)$$

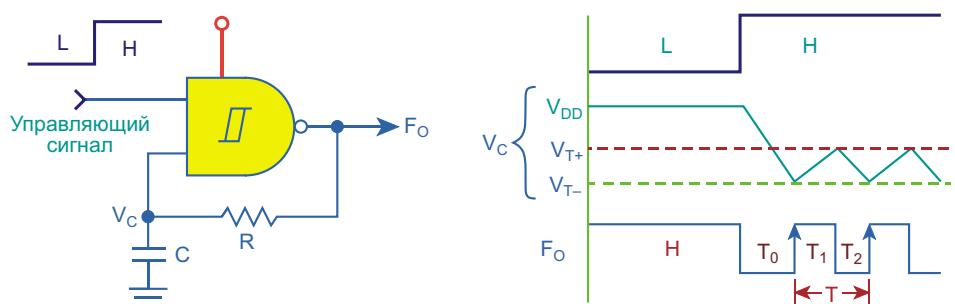


Рисунок 1. Это классический генератор на логическом элементе. Справа показана временная диаграмма с периодами времени T_0 , T_1 и T_2 .

где

V_{DD} – выходное напряжение логического элемента «И-НЕ»,

V_R – отрицательное пороговое напряжение V_{T-} , до которого падает напряжение на резисторе R .

Таким образом, для T_0 получаем выражение (3):

$$T_0 = RC \ln \frac{V_{DD}}{V_T} \quad (3)$$

Устранить задержку T_0 позволяет решение, показанное на Рисунке 2. Когда уровень напряжения на входе управляющего сигнала низкий, на конденсаторе C сохраняется напряжение, на несколько милливольт меньшее, чем напряжение положительного порога V_{T+} . Это напряжение устанавливается подстроечным резистором. Импульсный диод D_1 будет поддерживать напряжение на конденсаторе на уровне менее V_{T+} , то есть, ниже 2.8 В, не допуская переключения логического элемента. Напряжение, приложенное к конденсатору через подстроечный резистор и диод D_1 , должно быть меньше суммы V_{T+} и V_R , то есть

$$V_C < (V_{T+} + V_R)$$

Как видно из Рисунка 2, когда уровень управляющего сигнала переключается на высокий, уровень сигнала на выходе логического элемента «И-НЕ» становится низким,

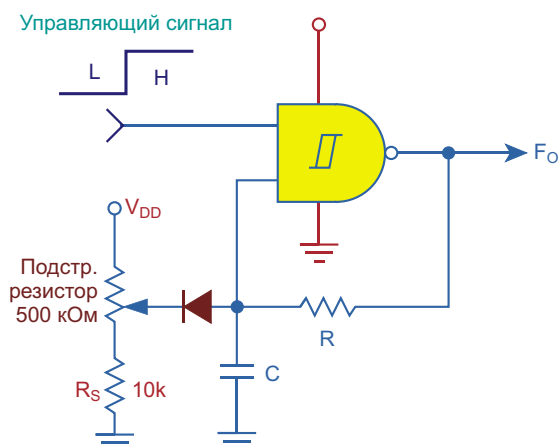


Рисунок 2. Этот стробируемый генератор на КМОП логическом элементе не имеет задержки включения.

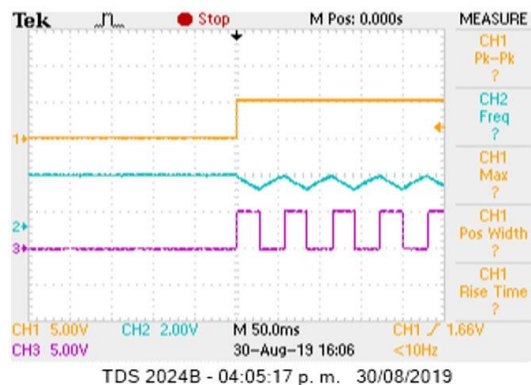


Рисунок 3. Осциллограмма, иллюстрирующая работу КМОП стробируемого генератора без задержки включения. Желтая линия – это вход управляющего сигнала, синяя – напряжение на конденсаторе, а фиолетовая линия представляет выход логического элемента «И-НЕ».

в результате чего конденсатор C начинает разряжаться от V_{T+} до V_{T-} благодаря обратному смещению диода D_1 . Затем конденсатор начнет непрерывно заряжаться и разряжаться между уровнями V_{T+} и V_{T-} (Рисунок 3). Когда управляющий сигнал становится высоким, напряжение на конденсаторе возвращается к исходному значению, равному V_C .

В течение периода разряда T_2 импульсный диод D_1 (1N4148 или 1N4150) смещен в обратном направлении и отключает напряжение потенциометра, позволяя C разрядиться до V_{T-} . Формулы (4) и (5) определяют длительности периодов заряда T_1 и разряда T_2 :

$$T_1 = RC \ln \frac{V_{DD} - V_T}{V_{DD} - V_C} \quad (4)$$

$$T_2 = RC \ln \frac{V_{T-}}{V_C} \quad (5)$$

Выходная частота F_0 определяется формулой (6):

$$F_0 = \frac{1}{T_1 + T_2} = \frac{1}{RC \ln \frac{V_{T-}}{V_C} + RC \ln \frac{V_{DD} - V_T}{V_{DD} - V_C}} \quad (6)$$

Согласно справочным данным на микросхему 74HC132, при питании ее логических элементов «И-НЕ» напряжением $V_{DD} = 5$ В

уровни их порогов $V_{T-} = 1.8 \text{ В}$ и $V_{T+} = 2.8 \text{ В}$. Подставляя эти значения в формулу (6), получаем выражение выходной частоты через константу k :

$$F_o = \frac{1}{kRC} \cdot \frac{k}{RC} \quad (7)$$

Обратите внимание, что точность выходной частоты зависит от допуска компонентов RC-цепи. Допуск резистора должен составлять 1%, а конденсатора – 5% или лучше.

Представленная на Рисунке 3 осциллограмма показывает, что конденсатор начина-

ет разряжаться от уровня V_{T+} (а не от V_{DD}), поэтому выходной сигнал F_o появляется без задержки.

Строблируемый генератор, описанный в этой статье, имеет задержку запуска всего 20 нс, определяемую временем распространения в логическом элементе. В данном случае мы использовали логический элемент «И-НЕ» с триггером Шмитта – 74HC132. Для изоляции RC-цепи можно использовать и другие доступные элементы «И-НЕ». **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC132](#)

Источник питания 0.2 В на основе стандартного регулятора напряжения

Frederik Dostal

Electronic Design

Добавив резистивный делитель и источник постоянного напряжения к стандартному DC/DC регулятору, можно легко получить напряжение ниже 1 В, вплоть до нескольких сотен милливольт

Используя дополнительный источник положительного напряжения, подключенный к резистору обратной связи DC/DC преобразователя, можно получить очень маленькое напряжение питания всего в несколько сотен милливольт. Такие низковольтные шины становятся все более востребованными, поскольку напряжение питания электронных

компонентов в последние годы неуклонно снижается. Во многом это связано с уменьшением размеров геометрических структур в микроконтроллерах, процессорах, DSP и других цифровых схемах. Измерительные приложения также требуют низких напряжений питания.

В течение многих лет в линейных и импульсных регуляторах использовалось напряжение обратной связи порядка 1.2 В. Это напряжение создавалось интегрированной в DC/DC преобразователь схемой, использующей ширину запрещенной энергетической зоны, и определяло наименьшее напряжение, которое могло быть установлено внешним резистивным делителем. Теперь большинство современных микросхем регуляторов напряжения могут стабилизировать выходные напряжения 0.8 В, 0.6 В или даже 0.5 В.

Конструкция внутреннего источника опорного напряжения новых импульсных регуляторов позволяет получать более низкие выходные напряжения, как, например, LTC3822, напряжение обратной связи которой равно 0.6 В (Рисунок 1). Однако если требуется напряжение питания менее 0.6 В, использовать эту схему без дополнительных изменений нельзя.

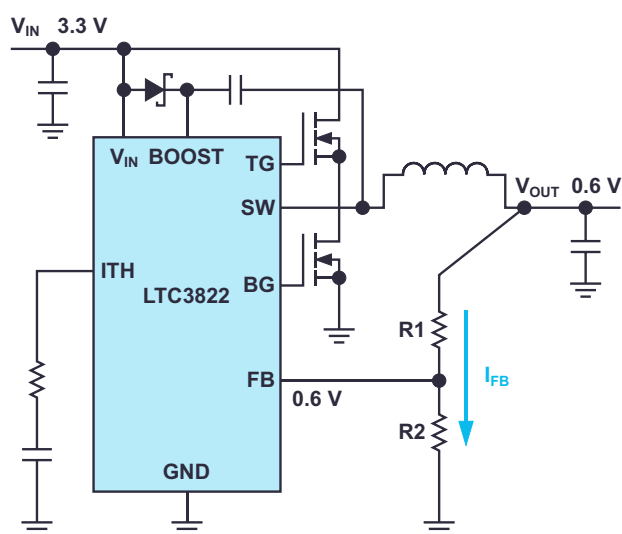


Рисунок 1. DC/DC преобразователь LTC3822 может использоваться для стабилизации низких выходных напряжений вплоть до 0.6 В.

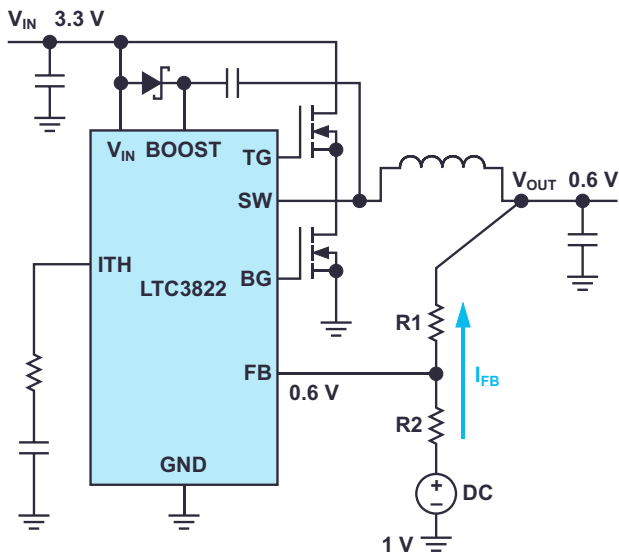


Рисунок 2. Схема на Рисунке 1 изменена так, чтобы ее выходные напряжения могли быть ниже 0.6 В.

Впрочем, с помощью определенной хитрости можно сделать так, чтобы выходные напряжения импульсного или линейного регулятора были ниже, чем напряжение обратной связи. Этого можно добиться, используя схемы подобные той, что показана на Рисунке 2. Для нее требуется дополнительный источник положительного напряжения, к которому подключается резистивный делитель, задающий выходное напряжение.

Это напряжение можно получить от микросхем LDO регуляторов или источников опорного напряжения. При этом образуется резистивный делитель напряжения, в котором ток I_{FB} протекает в направлении, противоположном нормальному, показанному на Рисунке 1. Вместо этого ток течет от внешнего источника опорного напряжения через резистивный делитель к выходному напряжению. Следующая формула показывает взаимосвязь между напряжением обратной связи микросхемы (V_{FB}), желаемым выходным напряжением (V_{OUT}), дополнительным положительным напряжением смещения (V_{OFFSET}) и сопротивлениями резисторов делителя $R1$ и $R2$:

$$\frac{V_{FB}}{V_{OFFSET}} = \frac{V_{OUT}}{V_{OUT}} \cdot \frac{R1}{R1 + R2}$$

Рекомендуемые номиналы резисторов делителя составляют от 100 до 500 кОм для суммы сопротивлений $R1$ и $R2$. Это позволя-

ет поддерживать ток смещения достаточно низким с точки зрения энергоэффективности, но достаточно высоким, чтобы предотвратить чрезмерное воздействие помех на чувствительную цепь обратной связи.

Обычно описанная концепция хорошо подходит для получения напряжения более низкого, чем оговоренное в техническом описании минимальное выходное напряжение импульсного или линейного регулятора. Однако необходимо принимать во внимание несколько моментов. Дополнительный источник опорного напряжения должен быть включен до того, как будет запущен DC/DC преобразователь. Если это вспомогательное напряжение равно 0 В или его источник имеет высокое выходное сопротивление, DC/DC преобразователь может выдавать слишком высокое напряжение и повредить цепь нагрузки.

В худшем случае, когда импульсный стабилизатор еще не включен, но вспомогательное напряжение уже подано, ток I_{FB} , идущий через резистивный делитель, будет заряжать выходной конденсатор до напряжений, превышающих установленное значение. Это может произойти при очень высоком импедансе нагрузки. Чтобы избежать такого сценария, возможно, потребуется установить минимальную нагрузку.

Точность источника дополнительного напряжения в резистивном делителе (1 В на Рисунке 2) напрямую определяет точность получаемого напряжения питания. Следовательно, напряжение этого источника должно быть особенно «чистым», с низким уровнем пульсаций.

Мало того, для такого режима работы подходит далеко не всякий преобразователь напряжения. Например, может быть так, что диапазон измерений внутреннего токоизмерительного усилителя DC/DC преобразователя поддерживает рабочий режим только при более высоких напряжениях. Также следует отметить, что для получения очень низких напряжений при сравнительно высоких входных напряжениях требуется низкий коэффициент заполнения. Поэтому было бы полезным выбрать микросхему импульсного регулятора с короткой минимально допустимой длительностью импульса и использовать ее при низкой частоте переключения.

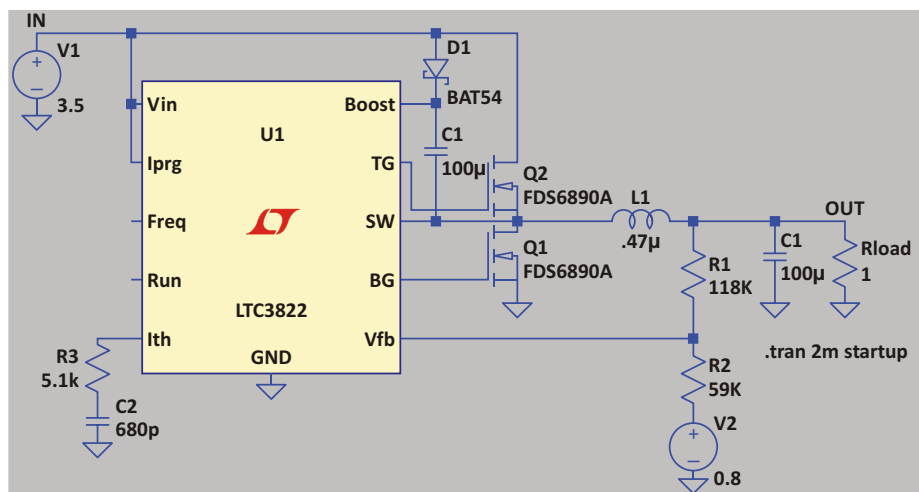


Рисунок 3. Чтобы убедиться, что схема будет работать с выбранными компонентами (в принципе), для первоначальной проверки можно использовать инструмент моделирования, такой как LTSpice компании Analog Devices.

Для оценки работы линейного или импульсного регулятора с выходными напряжениями более низкими, чем предусмотрено производителем микросхемы, может оказаться полезной первоначальная проверка с использованием инструмента моделирования, такого, например, как LTSpice компании Analog Devices. На Рисунке 3 показана схема на основе LTC3822 с дополнительным источником напряжения, смещающим токи в цепи обратной связи таким образом, что выходное напряжение становится равным 200 мВ. Согласно техническому описанию, минимальное выходное напряжение, которое способна

стабилизировать микросхема LTC3822, равно 0.6 В.

В этой схеме дополнительный источник напряжения V2 может быть реализован на основе LDO стабилизатора или источника опорного напряжения. С помощью описанной здесь «хитрости» и тщательного тестирования схемы можно получить даже более низкие выходные напряжения. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC3822](#)
2. [Datasheet Diodes BAT54](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor FDS6890A](#)

Вентилятор охлаждения: тянуть или толкать?

Bill Schweber

EDN

Хотя все мы предпочли бы непринудительное охлаждение с естественной конвекцией, многие конструкции и установки просто не могут должным образом охлаждаться из-за низкого уровня и неопределенности воздушного потока, которые обеспечивает этот недорогой и надежный подход. Поэтому очень часто используют один или несколько вентиляторов, нагнетающих воздух с известным объемом и скоростью через корпус или шасси для необходимой тепловой разгрузки

нагреваемых микросхем, резисторов, двигателей и других компонентов.

Таким образом, возникает очевидный вопрос, что лучше: использовать вентилятор для подачи свежего воздуха в охлаждаемый блок, создавая в нем избыточное давление, или поставить вентилятор со стороны выпуска и вытягивать через него нагретый воздух, создавая разрежение давления. Если посмотреть на Рисунок 1, этот вопрос покажется достаточно простым, и ответ на него также должен быть простым.

Обратите внимание, что ответ не имеет никакого отношения к тому, как избежать очевидных ошибок, таких как расположение впускных или выпускных отверстий для воздушного потока, при котором они могут быть заблокированы столешницей, близко расположенными корпусами или даже стенкой шкафа. Наоборот, мы имеем в виду чистые, незаблокированные порты, как на входе, так и на выходе воздушного потока.

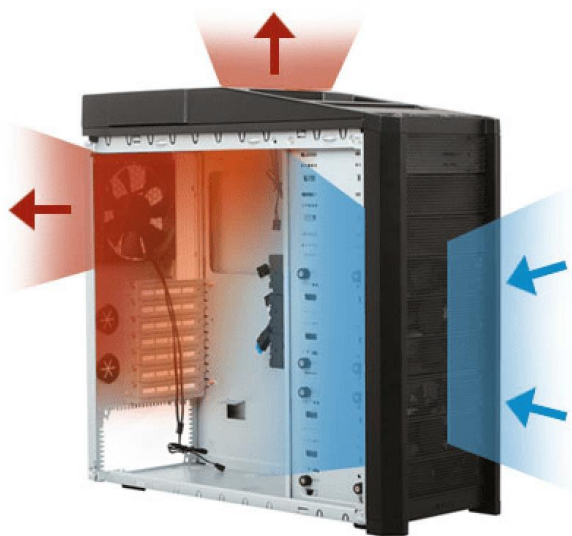


Рисунок 1. Неясно, что лучше: нагнетать охлаждающий воздух в корпус или вытягивать из него теплый воздух, и это может не иметь никакого значения.

Однозначного ответа нет

Оказывается, на этот скромный вопрос нет однозначного ответа. Вместо этого есть два в чем-то противоречивых утверждения: первое – это действительно не имеет значения, второе – это зависит от обстоятельств. Если этого недостаточно, чтобы сбить с толку разработчика, который просто хочет обеспечить достаточный воздушный поток и хочет быть

уверенным, что преимущества добавления вентилятора для принудительного охлаждения не теряются зря, – тогда я и не знаю, что еще тут можно сказать.

Позвольте мне объяснить. Я провел небольшое исследование, касающееся принудительного воздушного охлаждения с использованием вентиляторов, и на удивление не нашел ничего не только в официальных академических журналах, но даже в менее формальных студенческих рефератах и проектах. Это было неожиданно. Все, что я обнаружил – это то, что эту проблему исследовали многие геймеры и оверклокеры.

В этом нет ничего удивительного, поскольку именно они очень сильно нагружают свои системы, увеличивая тактовые частоты и, следовательно, температуру. (И давайте о широко используемым ими жидкостным охлаждении здесь говорить не будем). Их отчеты и блоги варьировались от сложных «предположений» до реальных тестов.

Их вывод: на самом деле это не имеет значения, поскольку разница, если таковая и была, очень незначительна. Конечно, важно иметь в виду, что даже для тех, кто проводил тесты на своем оборудовании, результаты действительны лишь для конкретной физической конфигурации железа и не обязательно должны обобщаться на более широкий круг оборудования.

Почему это может иметь значение? Не из-за пути, по которому идет воздушный поток, и не из-за эффективности, а из-за очень практической причины – скопления пыли на защитной решетке (если она есть) и на лопастях вентилятора. В зависимости от физического расположения вентилятора и пути прохождения воздушного потока, когда воздух нагнетается вентилятором из передней части, пыль в той или иной степени накапливается на решетке и лопастях. В результате поток воздуха уменьшается: от нескольких процентов, если пыль оседает на краях лопастей, до двузначного числа, если забивается решетка.

Напротив, если вентилятор находится в выпускном отверстии блока и вытягивает через него воздух, пыль с большей вероятностью будет накапливаться на внутренних компонентах, и не будет препятствовать потоку воздуха через впускные отверстия. Но, как и в большинстве конструкторских проблем,

этот выбор требует компромисса: та же самая пыль может оседать на компонентах, нуждающихся в охлаждении, и образовывать вокруг них изолирующее покрытие. Это увеличивает тепловое сопротивление между компонентом и проходящим воздухом и снижает в этих местах эффективность охлаждения.

Три рекомендации по конструкции

Итак, что лучше: чтобы пыль собиралась на лопастях вентилятора и решетке или на компонентах, которые нуждаются в охлаждении? Следующей моей мыслью было: можно ли смоделировать ситуацию с воздушным потоком: втягивать или вытягивать? Вроде бы, нет причин, по которым этого сделать нельзя, но я не смог найти никого, кто бы это сделал и опубликовал результаты. Даже у поставщиков приложений для теплового моделирования не было ничего, что я мог бы найти по этой теме, что довольно удивительно.

Отсюда можно сделать три вывода:

- Во-первых, в отношении того, втягивать или вытягивать, делайте все, что вам удобно, если у вас нет убедительных доказательств того, что один подход лучше другого. Поскольку окончательного общего ответа нет.
- Во-вторых, кто-то мог бы преуспеть, ища какие-то гранты для изучения проблемы; должен же где-то быть кто-то, кто поддержал бы такие исследования. Это может быть поставщик САПР теплового моделирования, поставщик вентиляторов или, возможно, Министерство обороны, потому что охлаждение – большая проблема для военных.
- В-третьих, подумайте о том, что делают многие геймеры. Они устанавливают вентиляторы на обоих концах пути воздушного потока, один из которых вытягивает, а другой втягивает. Таким образом, вам не придется беспокоиться о том, сделали ли вы правильный выбор, и одновременно увеличили бы воздушный поток и его охлаждающее действие. Еще лучше то, что суммарный шум от двух вентиляторов не воспринимается вдвое громче, чем шум от одного, так как увеличение составляет всего 3 дБ и лишь едва заметно. Это во многих отношениях беспроблемное решение. **РЛ**

Советы и рекомендации по оптимизации супервизоров питания

Michael Hartshorne, Texas Instruments

Супервизоры питания на протяжении десятилетий обеспечивали контроль аналоговых напряжений для цифровых схем. Оригинальный прибор TL7705 Texas Instruments выпустила в 1983 году. Он потреблял 1.8 мА, поставлялся в пластиковом корпусе с двухрядным расположением выводов (PDIP), и сегодня его все еще можно купить. Новые супервизоры выпускаются с широким спектром опций – от приборов со сверхмалыми токами потребления (TPS3839), в миниатюрных корпусах (TPS3831), двухканальных (TPS3779/80) и высокоточных (TPS3702) до многоканальных многофункциональных мониторов питания (TPS38600). В дополнение к возможности выбора из этих опций, есть несколько вариантов простых усовершенствований схемы, которые можно сделать самостоятельно, чтобы оптимизировать функцию контроля напряжения. Ниже мы перечислим некоторые из этих усовершенствований.

Добавьте резистор для увеличения гистерезиса

Для некоторых приложений требуется более широкая петля гистерезиса, чем та, что обычно имеется в стандартных суперви-

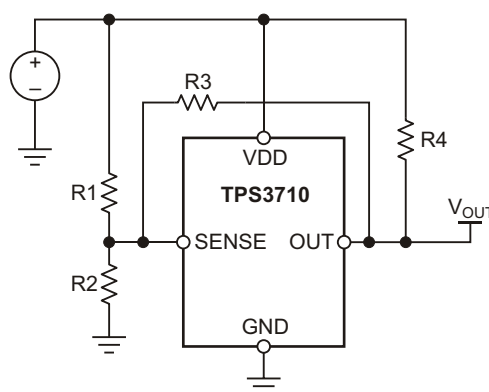


Рисунок 1. TPS3710 с резисторами, добавленными для создания гистерезиса.

зорах. Один из способов увеличения гистерезиса регулируемого супервизора – это добавление дополнительного резистора между выходным выводом и входным резистивным делителем.

В нормальной конфигурации, показанной на Рисунке 1, R1 и R2 устанавливают пороговое напряжение, а R4 является подтягивающим резистором. Добавление R3 образует путь обратной связи от выхода (V_{OUT}) к делителю напряжения, что позволяет регулировать ширину гистерезиса выбором соответствующего резистора.

С помощью следующих формул можно рассчитать верхний (V_{TH_RISING}) и нижний ($V_{TH_FALLING}$) пороги для схемы на Рисунке 1:

$$V_{TH_RISING} = \frac{R1 \cdot R2 \parallel R3}{R2 \parallel R3} \cdot 0.400,$$

$$V_{TH_FALLING} = \frac{(R3 \cdot R4) \parallel R1 \cdot R2}{R2} \cdot 0.395.$$

Контроль отрицательного напряжения

Контроль отрицательного напряжения может быть сложным, поскольку логические сигналы большинства систем привязаны к земле и для обеспечения возможности обмена сигналами требуют сдвига уровня. Один из способов реализации необходимого сдвига уровня – использование выходов с открытым стоком. Схема на Рисунке 2 показывает, как использовать микросхему TPS3700 в отрицательной шине питания со смещением выходного уровня вверх для перехода к положительной логике.

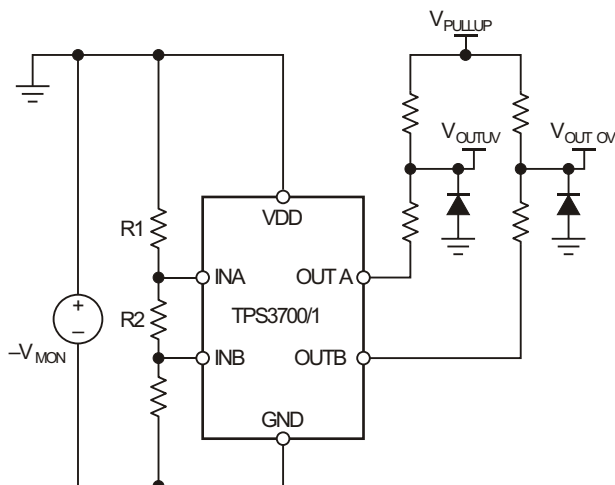


Рисунок 2. Супервизор TPS3700/1, сконфигурированный для контроля отрицательного напряжения.

На Рисунке 2 контролируемое напряжение (V_{MON}) является отрицательным относительно земли. Верхнюю и нижнюю границы напряжения можно программировать с помощью резисторов R1, R2 и R3 точно так же, как для положительных напряжений. Выходы с открытыми стоками микросхем TPS3700 и TPS3701 независимы от VDD, что

означает, что напряжение V_{PULLUP} может быть положительным, позволяя использовать привязанные к земле уровни логических сигналов для обмена с любыми микроконтроллерами или процессорами.

Измерение отрицательного напряжения описанным выше методом требует дополнительных диодов и резисторов на выходе. Еще один прием, с помощью которого можно контролировать отрицательное напряжение, и который потребует меньшего количества дополнительных компонентов, – это использование положительного напряжения для смещения напряжений резистивного делителя, чтобы выходное пороговое напряжение делителя было положительным относительно земли. Четырехканальный супервизор TPS386000 делает эту задачу простой благодаря наличию выхода опорного напряжения, к которому можно подключить цепочку резисторов. (См. Рисунок 3).

На Рисунке 3 узел $V_{MON(4,NEG)}$ представляет контролируемое отрицательное напряжение, а $V_{MON(4,POS)}$ – положительное контролируемое напряжение. Контроль отрицательного напряжения возможен благодаря тому, что резистивный делитель привязан к выводу V_{REF} (выходное напряжение которого 1.2 В), а не к земле, как в положительном канале. Уровень выходного сигнала RESET на Рисунке 3 станет высоким, когда напряжение в отрицательном канале опустится ниже -14.92 В, а в положительном канале поднимется выше 15.04 В.

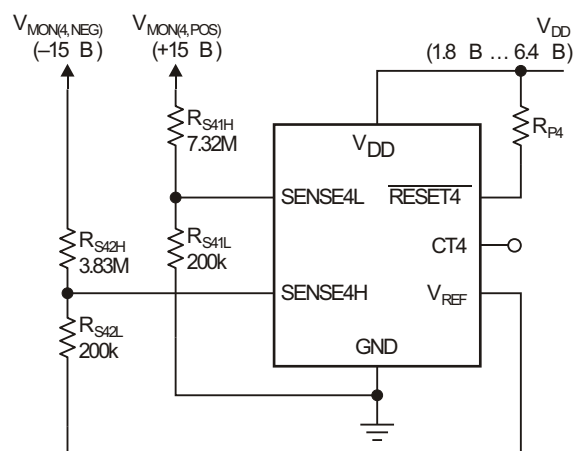
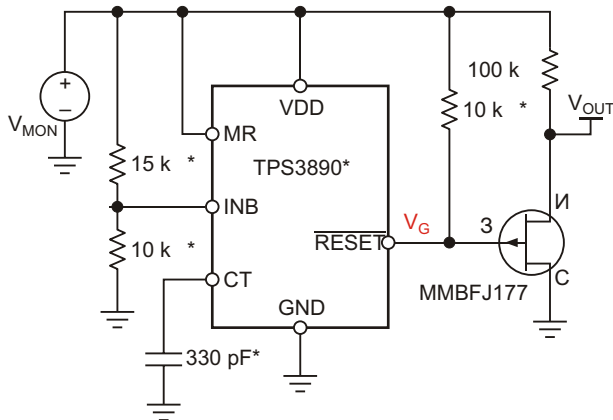


Рисунок 3. Использование внешнего опорного источника для измерения отрицательного напряжения.

Добавьте Р-канальный полевой транзистор с р-п переходом для удаления ложных низковольтных выходных сигналов

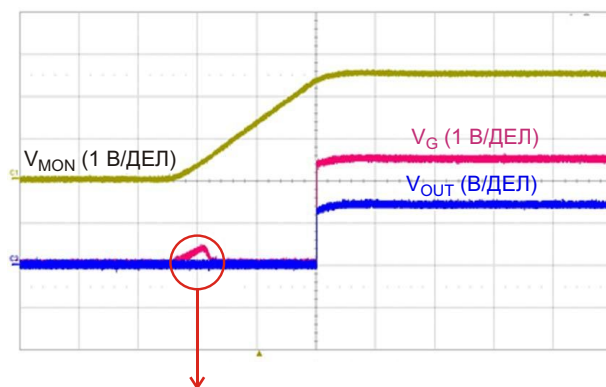
Прежде чем большинство супервизоров сможет выдать адекватный выходной сигнал, требуется, чтобы напряжение на выводе VDD достигло определенного значения. Обычно это напряжение порядка 800 мВ; при более низком напряжении супервизор не может управлять внутренней схемой, формирующей высокий или низкий уровни выходного сигнала. В результате уровень выходного сигнала будет расти вместе с ростом VDD до тех пор, пока запас по напряжению не станет достаточным, чтобы выходное напряжение смогло стать низким. Во многих случаях на это можно не обращать внимания, однако если игнорировать это невозможно, можно добавить р-канальный полевой транзистор с р-п переходом, чтобы гарантировать, что выходной сигнал будет оставаться низким даже тогда, когда VDD недостаточно для питания супервизора. Пример такого решения показан на Рисунке 4.



* = Компоненты, установленные на оценочной плате для TPS3390 (TPS3890EVM-775)

Рисунок 4. Добавление полевого транзистора предотвращает рост выходного напряжения при низком VDD.

На Рисунке 4 нормальный выходной сигнал TPS3890 представлен как V_G . Когда V_{MON} (контролируемое напряжение) увеличивает-



V_G поднимается примерно на 400 мВ, так как уровень V_{DD} (V_{MON}) слишком низок, чтобы сместить V_G к 0 В.

Рисунок 5. Запуск TPS3890 с полевым транзистором на выходе и без него.

ся, напряжение на выходе V_G также ненадолго повышается, примерно на 0.5 В. При добавлении стандартного полевого транзистора с р-п переходом в конфигурации истокового повторителя напряжение на истоке (обозначенное как V_{OUT}) будет отслеживать напряжение V_G за вычетом порогового напряжения транзистора. В результате напряжение между V_G и V_{OUT} падает приблизительно на 1 В и устраняет выброс 0.5 В, возникающий на V_G . Эффект от использования полевого транзистора на выходе TPS3890 иллюстрируется Рисунком 5.

Супервизоры питания необходимы в широком спектре приложений и систем. Хотя для большинства стандартных конфигураций не нужны какие-либо дополнительные компоненты, кроме одного или двух резисторов, некоторых приложения требуют дополнительной функциональности. Надеюсь, эта статья подскажет читателям несколько идей, касающихся того, что делать в этих нетипичных случаях. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS3700DSER](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS3701DDCR](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TPS3710DSER](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TPS389001DSER](#)
5. [Datasheet Texas Instruments TPS386000RGPR](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor MMBFJ177](#)

Верните BASIC

Lou Frenzel

Electronic Design



Я, наверное, шучу, да? Вовсе нет. Я просто предлагаю еще раз взглянуть на старый язык программирования, известный как BASIC. У языка есть много преимуществ, особенно в том, что его легко выучить и использовать. Теперь мы заменили его более сложными языками.

Так или иначе, в течение последних нескольких лет я имел дело с множеством микроконтроллеров, практически все из которых используют C или какие-либо его разновидности. Мне удалось выучить C и написать несколько простых программ, но я ненавижу его. Я все время вспоминаю, как много писал на BASIC. Он делал то, что я хотел, и был относительно прост в использовании.

Конечно, BASIC – не лучший язык. По сути, это интерпретируемый язык, который часто недостаточно быстр для некоторых приложений. Но компилируемая версия BASIC обычно решает эту проблему. Язык работает и делает то, что должен делать.

Я выучил BASIC еще на заре персональных компьютеров – это почти все, что тогда у нас было. Многие из нас рано освоили BASIC, потому что он был в чем-то похож на

FORTRAN, который многие из нас изучали в колледже на больших ЭВМ. Мы писали короткие программы и длинные программы, и бизнес персональных компьютеров реально взлетел. Я думаю, что с BASIC это случилось бы быстрее, поскольку он был прост в освоении и использовании, и потому многие приняли его. Об этом были написаны десятки, а может быть, и сотни книг.

На смену BASIC пришли другие языки. Помните Pascal? Он пришел, а через несколько лет ушел. Затем от разработчиков UNIX пришел C, и всех, казалось, потянуло к нему. Таким образом, C стал де-факто языком программирования сегодняшнего дня. Практически любой программист микроконтроллеров изучил и принял C, и теперь его преподают большинство колледжей. Рескрипт гласит: «Вы выучите C несмотря ни на что». Я тоже выучил, но мне он не понравился.

Трансформации BASIC

Несколько лет назад компания Parallax представила BASIC Stamp – микроконтроллер на основе PIC со встроенным интерпретатором BASIC (Рисунок 1). Parallax предложил BASIC Stamp – небольшой, дешевый и простой одноплатный микрокомпьютер со своей собственной разновидностью BASIC, оптимизированной для встраиваемых проектов. Я подсел на них и сделал много полезных проектов. Stamp поддерживал жизнь BASIC еще несколько лет, прежде чем он снова исчез.

Microsoft внесла вклад в поддержание жизни BASIC своим Visual BASIC. Компания по-прежнему предлагает целую линейку про-

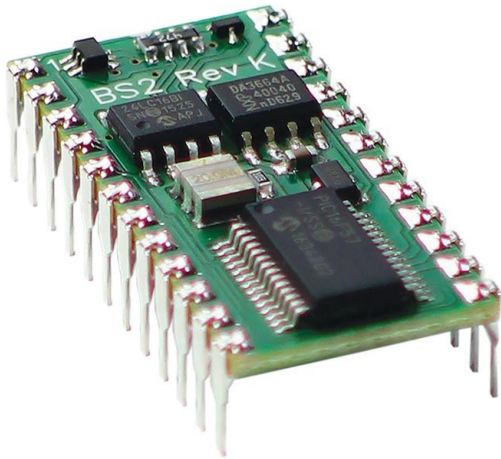


Рисунок 1. Микроконтроллер BASIC Stamp компании Parallax.

дуктов BASIC. Visual BASIC преподавали в колледже, когда я был профессором. А затем он пропал. Большинство из тех, кто должен был заниматься программированием, сразу перешли на C, и, кажется, сегодня он все еще доминирует.

Во время недавнего переезда я вновь обнаружил коробку, полную старых плат BASIC Stamp. Я вытащил их и снова начал играть с ними. Я сделал несколько новых проектов после того, как освежил в памяти основные команды и процедуры BASIC. Это было весело.

Примерно в то же время я открыл для себя PICAXE. Это однокристалльный микроконтроллер PIC, в который зашит интерпретатор BASIC (Рисунок 2). На персональном компьютере вы готовите программу на BASIC, а затем загружаете программу в 8-выводной корпусе DIP микроконтроллера PIC. Такой подход позволяет делать небольшие проек-

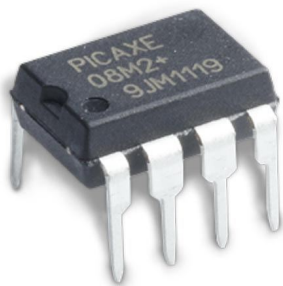


Рисунок 2. PICAXE – однокристалльный микроконтроллер PIC с внутренним интерпретатором BASIC.

ты с помощью однокристалльного микроконтроллера. Как и Stamp, PICAXE позволяет быстро и легко создавать встраиваемые проекты с минимальными затратами сил и материальных средств. При использовании C это заняло бы у меня в два-четыре раза больше времени.

Ах да, было бы упущением, если бы я не упомянул некогда популярный Intel 8052. По сути, это версия широко используемых встраиваемых контроллеров 8051. 8052 имел внутренний интерпретатор BASIC (Рисунок 3). Я использовал его в одном проекте. Не думаю, что он все еще доступен.



Рисунок 3. Микроконтроллер Intel 8052 с внутренним интерпретатором BASIC. (Фото с сайта <http://www.retro-lab.nl>)

Я хочу сказать, что BASIC до сих пор существует и весьма полезен. Тем, кто все еще изучает программирование, я бы посоветовал: побалуйте себя упрощенным языком и получите удовольствие, учась использовать его. Если до сих пор вы откладывали обучение программированию, BASIC – отличный выбор для начала. Большая часть того, что вы узнаете из программирования на BASIC, применима к C или другим языкам.

Скáчки языков

Однажды я ненадолго сошел с прямого пути, отвлекшись на Arduino. Как вы, наверное, знаете, его язык по сути такой же, как C или C++, со всеми обычными точками с запятой и фигурными скобками. Но я никогда не был достаточно компетентен, чтобы заинтересоваться использованием популярного Arduino.

Я полагаю, что большинство языков по-прежнему доступны всем, кому они нужны. Например, что случилось с FORTH? Или с одним из других любимых мною языков – LISP. Я занимался программированием на LISP еще на заре движения искусственного

интеллекта. LISP – странный язык, но с ним можно делать удивительные вещи.

Думаю, мне стоит упомянуть Java. Каким бы распространенным он ни был, я так и не выучил его. Одно время я изучал HTML, но никогда особо им не пользовался. Я отдаю себе отчет, что продолжаю возвращаться к BASIC во многом потому, что когда-то у меня это хорошо получалось, и теперь я знаю, как решать поставленные задачи, используя его на встраиваемом контроллере.

Я не профессиональный программист, и не собираюсь менять чье-либо мнение этими похвалами в адрес BASIC. Настоящие программисты и инженеры, вероятно, ненавидят BASIC и порочат его всякий раз, когда могут, хотя я уверен, что более половины из них в ранние годы изучали программирование на BASIC.

Если не BASIC, то что?

Что, если бы кто-то спросил меня: «Представьте, BASIC больше не доступен, а C вы ненавидите. Какой язык вы бы использовали?». Я ответил бы: «ASSEMBLER». Да-да, язык ассемблера. Он нравится мне, поскольку я могу видеть или, по крайней мере, представлять себе, что происходит внутри чипа. Он ближе к железу, чем что-либо еще.

Сначала я изучал ассемблер на оригинальном Intel 8080, а позже много поработал с Motorola/Freescale 68HC11. Совсем недавно я использовал ассемблер в проекте на MSP430. Если мне нужно запрограммиро-

вать микроконтроллер, я предпочитаю ассемблер, хотя иногда это занимает у меня немного больше времени. Я знаю, большинство из вас думают, что я спятил, если просто предпочитаю сложное, например ассемблер. Кстати, а вы когда-нибудь пробовали его?

Одним словом, я до сих пор вожусь с проектами на BASIC и ассемблере. Однако я сохранил способность к непредубежденным суждениям. Возможно, в конце концов, я откажусь от всего этого ретро после прочтения недавнего обзора IEEE.

Какой язык сейчас самый популярный?

Время от времени издаваемый IEEE журнал Spectrum делает довольно подробные обзоры того, на чем нравится программировать членам IEEE. В рейтинге 55 разных языков. Вверху списка находятся Java и C – на втором и третьем местах. А номер один – Python. Удивлены? Да, Python – новый фаворит среди программистов и инженеров, с большим отрывом ушедший от других языков. И теперь это популярный курс в колледжах; Python хороший язык для изучения программирования, очень похожий на BASIC. Я еще не пробовал писать на нем, но программистам, похоже, он нравится, поскольку многие одноплатные компьютеры теперь поддерживают его хорошими библиотеками для встраиваемых приложений. Может быть, и нам стоит попробовать. **ПЛ**

Монолитный импульсный регулятор. Когда все на одном кристалле

Frederik Dostal, Analog Devices

Импульсный регулятор может быть сделан как на основе монолитной микросхемы, так и на основе контроллера. В монолитном импульсном регуляторе соответствующие силовые ключи, обычно MOSFET, интегрированы на общем кремниевом кристалле. При использовании контроллеров, помимо собственно микросхемы контроллера, отдельно необходимо выбирать и размещать силовые полупроводники. Выбор MOSFET занимает много времени и требует определенного понимания процессов, происходящих в ключах. При использовании монолитной микросхемы разработчикам этим заниматься не нужно. Кроме того, решения на основе контроллеров обычно занимают на плате больше места, чем высокоинтегрированные решения. Таким образом, неудивительно, что с годами появлялось все больше монолитных импульсных регуляторов, так что сегодня стал доступен большой выбор подходящих вариантов даже для высоких мощностей. На Рисунке 1 слева показан монолитный понижающий преобразователь, а справа – решение на основе контроллера.

Хотя монолитные решения требуют меньше места и упрощают процесс проектирования, с другой стороны, одним из преимуществ контроллера является большая гибкость. Разработчик имеет возможность выбора ключей, оптимизированных для конкретного приложения на основе контроллера, а доступ к затворам MOSFET позволяет влиять на фронты импульсов путем разумного использования пассивных компонентов. Кроме того, благодаря возможности выбора больших дискретных транзисторов, схемы с контроллерами подходят для преобразования высоких мощностей, а потери переключения уменьшаются за счет термоотделения от микросхемы контроллера.

Однако помимо этих хорошо известных аргументов за и против монолитного решения есть еще один аспект, который рассматривается не часто. Для снижения уровня электромагнитных излучений в импульсных регуляторах решающее значение имеют так называемые горячие петли. Во всех импульсных стабилизаторах следует максимально оптимизировать характеристики электромагнит-

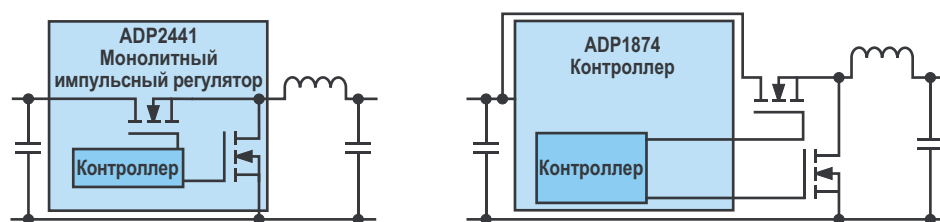


Рисунок 1. Монолитный понижающий преобразователь (слева) и решение на основе контроллера с внешними ключами (справа).

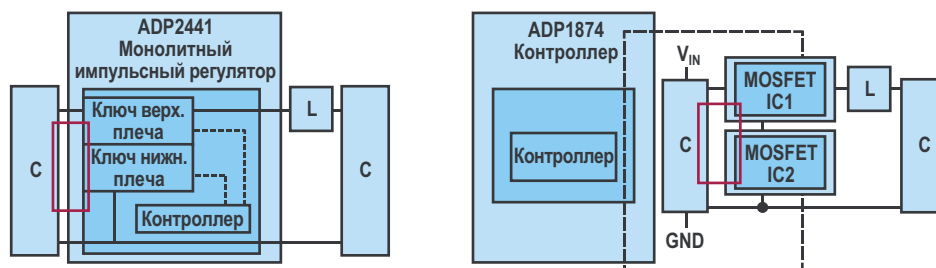


Рисунок 2. Структурные схемы монолитного импульсного регулятора (слева) и решения на основе микросхемы контроллера (справа), на каждой из которых отмечено положение горячей петли.

ной совместимости (ЭМС). Одно из основных правил, соблюдение которых позволяет достигнуть этой цели, – минимизация паразитных индуктивностей в соответствующей горячей петле. В понижающем преобразователе элементами горячей петли являются путь между входным конденсатором и ключом верхнего плеча, соединение между ключом верхнего плеча и ключом нижнего плеча, а также соединение между ключом нижнего плеча и входным конденсатором. Это пути тока, в которых ток изменяется со скоростью коммутации. Смещения напряжения, формирующиеся из-за паразитных индуктивностей вследствие быстрых изменений тока, могут влиять на различные сегменты схемы как помехи.

Таким образом, эти паразитные индуктивности в горячих петлях должны быть как можно более низкими. На Рисунке 2 красными прямоугольниками выделены пути, соответствующие горячим петлям для монолитного импульсного регулятора слева и для решения на основе контроллера справа. Нетрудно увидеть, что у монолитного варианта есть два преимущества. Во-первых, горячая петля меньше, чем в схеме с контроллером. Во-вторых, путь, соединяющий транзисторы

верхнего и нижнего плеч, очень короток и проходит только по кремниевому кристаллу. Для сравнения, в схемах с микросхемой контроллера этот подключаемый путь тока должен проходить через паразитную индуктивность корпуса, обычно образуемую паразитными индуктивностями выводных рамок и внутренних соединительных проводов. Это приводит к большому смещению напряжения и, соответственно, ухудшению характеристик ЭМС.

Заключение

Таким образом, монолитные импульсные регуляторы обладают дополнительным, менее известным преимуществом, связанным с электромагнитными помехами. Насколько велики эти помехи и как они влияют на схему, зависит от многих других параметров. Однако основная идея, состоящая в том, что между монолитными импульсными регуляторами и решениями на микросхемах контроллеров существует различие с точки зрения характеристик ЭМС, заслуживает рассмотрения. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADP1874](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADP2441](#)

Решение на основе МЭМС для контроля вибрации и мониторинга состояния оборудования

Thomas Brand, Analog Devices

Мониторинг состояния – одна из основных задач, возникающих в настоящее время при эксплуатации механического оборудования и технических систем, в которых используются, например, двигатели, генераторы или редукторы. Плановое техническое обслуживание приобретает все более важное значение для минимизации риска простоев производства не только в промышленном секторе, но и везде, где используется техническое оборудование. Для этого, среди прочего, анализируются шаблоны вибрации машин. Вибрации, создаваемые редуктором, в частотной области обычно воспринимаются кратными скорости вращения вала. Неравномерности различ-

ных частот указывают на износ, разбаланс или ослабление крепления деталей. Для измерения частоты часто используются акселерометры на основе микроэлектромеханических систем (МЭМС). По сравнению с пьезоэлектрическими датчиками они имеют более высокое разрешение, отличные характеристики дрейфа и чувствительности и лучшее отношение сигнал/шум. Они также позволяют обнаруживать колебания с низкими частотами, близкими к диапазону постоянного тока.

В этой статье показано высоколинейное малошумящее широкополосное решение для измерения вибраций, основанное на

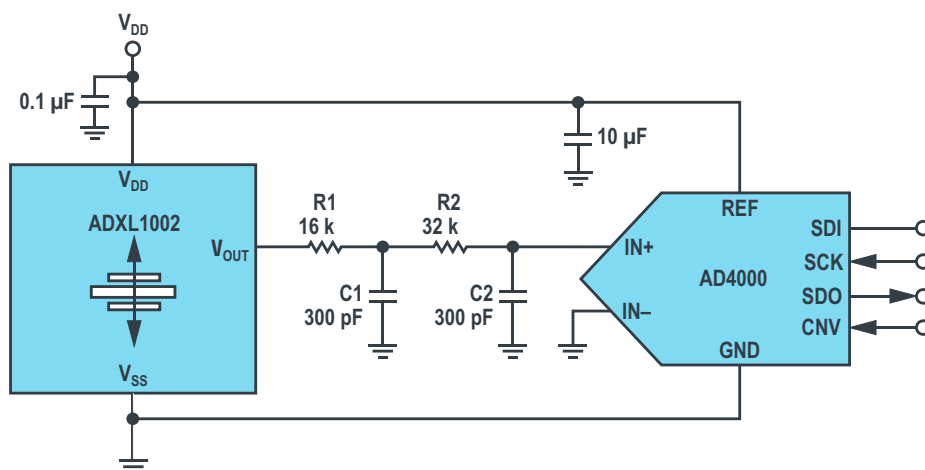


Рисунок 1. Пример схемы с акселерометром ADXL1002.

МЭМС акселерометре ADXL1002. Это решение можно использовать для анализа состояния подшипников или мониторинга двигателей, а также для всех приложений, требующих большого динамического диапазона до ± 50 g и частотной характеристики от постоянного тока до 11 кГц.

Пример схемы показан на Рисунке 1. Аналоговый выходной сигнал акселерометра ADXL1002 через двухполюсный RC фильтр подается на АЦП последовательных приближений AD4000, который преобразует аналоговый сигнал в цифровое значение для последующей обработки.

ADXL1002 – это высокочастотный одноосевой МЭМС акселерометр с полосой пропускания выходного сигнала, выходящей за пределы диапазона резонансной частоты датчика. Это необходимо для того, чтобы иметь возможность наблюдения частот за пределами полосы, в которой частотная характеристика спадает на 3 дБ. Для этого в ADXL1002 реализован выходной усилитель, поддерживающий малосигнальную полосу пропускания до 70 кГц. Выходной усилитель ADXL1002 также может напрямую управлять емкостными нагрузками до 100 пФ. Для нагрузок более 100 пФ следует использовать последовательный резистор сопротивлением не менее 8 кОм.

Внешний фильтр на выходе ADXL1002 необходим для устранения шума наложения спектров выходного усилителя и других внутренних шумовых компонентов ADXL1002, которые возникают, например, из-за прохождения внутреннего тактового сигнала 200 кГц. Следовательно, полоса пропускания фильтра должна быть соответствующим образом подобрана. При номиналах компонентов, указанных на Рисунке 1 ($R1 = 16$ кОм, $C1 = 300$ пФ, $R2 = 32$ кОм и $C2 = 300$ пФ), на частоте 200 кГц достигается ослабление порядка 84 дБ. Кроме того, частота дискретизации выбранного АЦП должна быть выше полосы пропускания усилителя (например, 32 кГц).

В качестве опорного напряжения АЦП должно быть выбрано напряжение питания ADXL1002, поскольку выходной усилитель имеет логометрическую связь с напряжением питания. В этом случае отклонение напряжения питания и температурный коэффициент

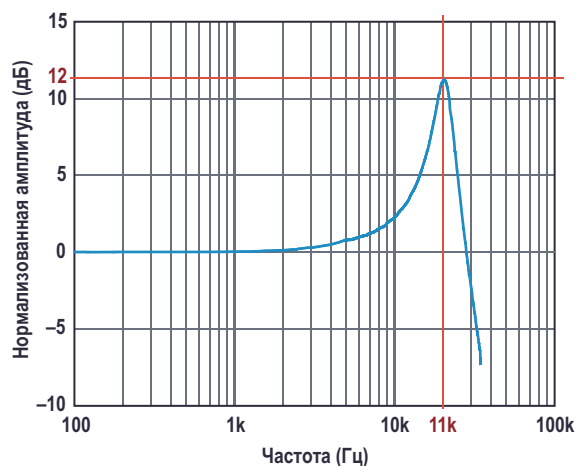


Рисунок 2. Частотная характеристика акселерометра ADXL1002.

ент напряжения (которые обычно связаны с внешними регуляторами) влияют одновременно на акселерометр и АЦП, так что неявная ошибка, обусловленная питающим и опорным напряжениями, устраняется.

Частотная характеристика

Частотная характеристика акселерометра, являющаяся наиболее важной характеристикой системы, показана на Рисунке 2. На частотах выше примерно 2-3 кГц коэффициент усиления растет. На резонансной частоте (11 кГц) пиковое усиление достигает значения порядка 12 дБ (4 раза).

Для информирования внешнего контроллера о выходе измеряемой частоты за пределы диапазона измерений ADXL1002 имеет соответствующий выход (вывод OR). В случае значительного превышения допустимого диапазона встроенный монитор выдает предупреждение.

Соображения, касающиеся механического монтажа

Особое внимание следует уделить правильному монтажу акселерометра. Он должен быть установлен на плате рядом с точкой ее жесткого крепления, чтобы избежать любых вибраций самой печатной платы и, соответственно, ошибок измерения из-за недемпфированных колебаний платы. Такое размещение дает гарантию, что любая частота вибрации печатной платы лежит выше механической резонансной частоты датчика

и, следовательно, для акселерометра практически невидима. Снижению влияния системного резонанса на характеристики датчика также способствуют несколько точек крепления возле акселерометра и более толстая плата.

Заключение

С помощью схемы, показанной на Рисунке 1, можно относительно легко создать основанное на МЭМС решение для измерения вибраций в диапазоне от 0 до 11 кГц, что

часто требуется при мониторинге состояния вращающихся механизмов. **РЛ**

Ссылка

1. Circuit Note CN-0303: [MEMS-Based Vibration Analyzer with Frequency Response Compensation](#). Analog Devices, Inc., September 2016.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADXL1002](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD4000](#)

Преобразование напряжения в четырех квадрантах

Frederik Dostal, Analog Devices

Electronic Design

Четырехквадрантный DC/DC преобразователь обеспечивает элегантный способ управления токами и напряжениями и может устанавливать любой уровень тока

Хотя для получения фиксированного выходного напряжения из входного напряжения часто достаточно простого преобразователя, в некоторых приложениях одной лишь такой функции бывает мало. В качестве примера можно привести управление узлом напряжения, к которому подключены конденсаторы. Эти конденсаторы могут быть заряжены до любого напряжения. Если их напряжение нужно понизить, они должны быть частично разряжены. А значит, в таком приложении источник питания должен быть способен по мере необходимости как отдавать, так и принимать ток.

Такой преобразователь называется четырехквадрантным DC/DC преобразователем.

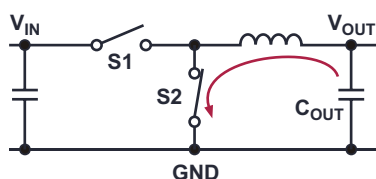


Рисунок 1. Разряд выходного конденсатора с помощью простого разрядного ключа.

Для приложений этого типа можно использовать источник питания с ключом разряда выхода. Он может быстро разряжать выходные конденсаторы. На Рисунке 1 показана реализация такой функции для понижающего импульсного регулятора. Здесь ключ S2 замыкается на длительный период после того, как работа понижающего преобразователя завершается, и выходной конденсатор разряжен.

Четырехквадрантный DC/DC преобразователь

Изящный способ управления токами и напряжениями — это четырехквадрантный DC/DC преобразователь. Обычный понижающий преобразователь работает только в одном квадранте. Он может вырабатывать положительное напряжение с положительным током; то есть током, протекающим от DC/DC преобразователя в нагрузку. С помощью четырехквадрантного преобразователя можно не только разряжать выходные конденсаторы, но и стабилизировать на них напряжение. Это возможно благодаря тому, что ток может течь в направлении нагрузки или забираться из нее. Так обстоит дело с быстрой разрядкой выходных конденсаторов в предыдущем примере.

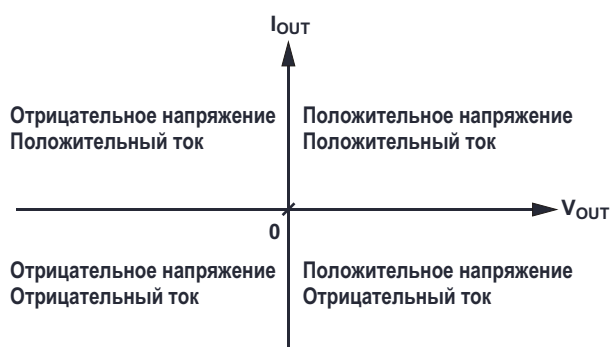


Рисунок 2. Режимы работы четырехквadrантного преобразователя напряжения.

Однако четырехквadrантный DC/DC преобразователь может даже больше. Он может не только стабилизировать напряжения, но и поддерживать заданный уровень тока. Этот ток может быть положительным или отрицательным. Такие четырехквadrантные преобразователи часто используются в универсальных лабораторных источниках питания. Например, пользователь может проверить светодиод, используя фиксированную уставку тока. Четырехквadrантный преобразователь также позволяет управлять солнечным элементом, действуя как нагрузка, поглощающая заданный ток.

Еще одно интересное применение – тонирование оконных стекол с помощью ЖК-технологии. Это часто требует точной установки напряжения, как в положительном, так и в отрицательном диапазоне, чтобы, в зависимости от доступного количества света и желаемой освещенности в комнате, получить подходящее затенение окна.

На Рисунок 2 показано, что означают четыре квадранта в контексте источника питания. В системе координат, к которой привязаны квадранты, ось X соответствует напряжению, а ось Y – току. Напряжение и ток могут быть как положительными, так и отрицательными.

Таким образом, DC/DC преобразователь может использоваться и как источник энергии, и как потребитель энергии. Другими словами, преобразователь может работать как источник питания или как электронная нагрузка.

Выпускаемый Analog Devices контроллер четырехквadrантного стабилизатора LT8714 имеет все необходимое для подобного регулирования. Например, с помощью этой микросхемы можно точно поддерживать напряжение 0 В. На Рисунок 3 показана упрощенная схема с микросхемой контроллера и силовым каскадом. Последний состоит из двух дросселей (L1 и L2), двух коммутаторов (Q1 и Q2) и разделительного конденсатора C_c. Пояснения, касающиеся соответствующих операций в каждом из квадрантов, а также поведения схемы при переходах из одного квадранта в другой, можно найти в техническом описании LT8714.

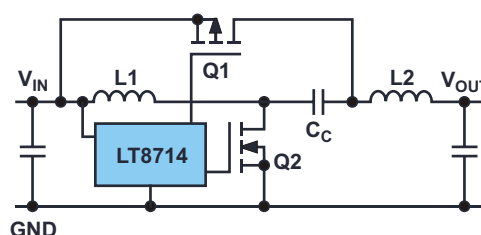


Рисунок 3. Эта упрощенная схема иллюстрирует топологию четырехквadrантного преобразователя.

В некоторых приложениях требуется источник питания, работающий в четырех квадрантах. Благодаря оптимизированному контроллеру, конструкция такой схемы упрощается, а работа, особенно вблизи нередко критической точки пересечения с 0 В, становится чистой и надежной.

Существуют альтернативы использованию четырехквadrантного регулятора, например, топологии импульсных регуляторов, которые для обеспечения возможности работы в нескольких квадрантах должны подключаться параллельно. Однако часто они более затратны, чем подходы, основанные на использовании специализированных четырехквadrантных контроллеров. **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8714](#)



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



ok.ru/rlocman

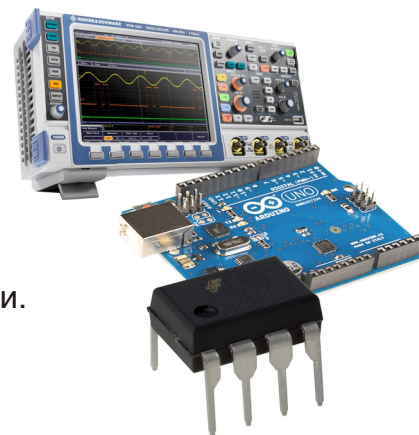


twitter.com/rlocman

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



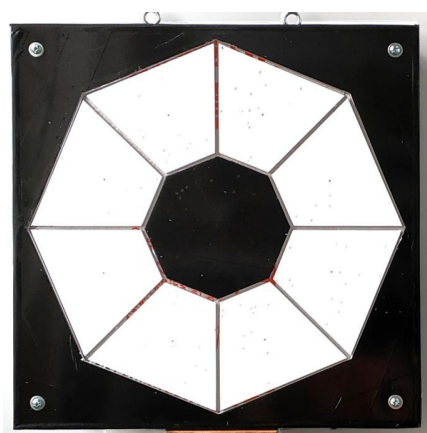
Электронная мишень для страйкбола



Басков М. П.

М.П. Басков, О.Д. Левашов
Москва – Брешия (Италия)

В статье описывается электронная мишень с дистанционной индикацией результатов попаданий. Авторами мишень используется для пристрелки оптических прицелов на дистанции 75 метров.



Снайпер в страйкбольной команде – особая фигура. Оружие снайпера стоит дорого, еще дороже обходится тюнинг оружия, когда скорость вылета шара из ствола увеличивается до максимальных значений в 170-200 м/с, что позволяет вести прицельную стрельбу на расстояниях до 75-80 метров.

Как правило, снайперы используют оптические прицелы, чувствительные к случайным ударам и отдаче, возникающей при выстреле, особенно если снайпер использует спринговую винтовку с мощной пружиной.

Мишень, описываемая в статье, предназначена для контроля точности выстрелов в промежутках между раундами игры.

Как видно из рисунка в начале статьи, мишень содержит центральную зону и восемь секторов, предназначенных для фиксации направления отклонения шаров.

Размеры мишени составляют 50×50 сантиметров, что примерно соответствует размерам стандартной поясной мишени. Вес мишени 1.2 кг, что позволяет без проблем перевозить ее к месту игр.

Основание мишени выполнено из строительного пеноплекса, а элементы мишени – из полистирола толщиной 5 мм. Из такого же материала изготовлена маска, защищающая основание мишени от разрушения шарами. Расстояния между элементами мишени не должны превышать 1-2 мм, иначе шары могут застревать между элементами и передавать вибрации от попадания шаров между соседними элементами, искажая информацию о месте попадания. На мишени, изображенной в начале статьи, промежутки между элементами первоначально были шириной



Рисунок 1. Крепление приемника на оружии.

около 5 мм, но первое же полевое испытание выявило описываемый дефект, который был устранен заливкой промежутков прозрачным силиконовым герметиком. В качестве чувствительных элементов используются дисковые пьезодатчики, приобретенные на AliExpress.

Для передачи информации о месте попадания используется радиоканал 433 МГц, основанный на модулях китайского производства – передатчике TX118SA-4 и приемнике RX480E-4.

Результаты выстрела отображаются на дисплее, повторяющем конфигурацию мишени и расположенном на лицевой панели приемного устройства. Само приемное устройство на момент пристрелки крепится на оружии в зоне спуска, например, так, как показано на Рисунке 1.

Электронные схемы передающей и принимающей части комплекса очень просты и не нуждаются в налаживании. Принципиальная схема передающей части показана на Рисунке 2.

Передающая часть содержит девять идентичных каналов, содержащих пьезоэлектри-

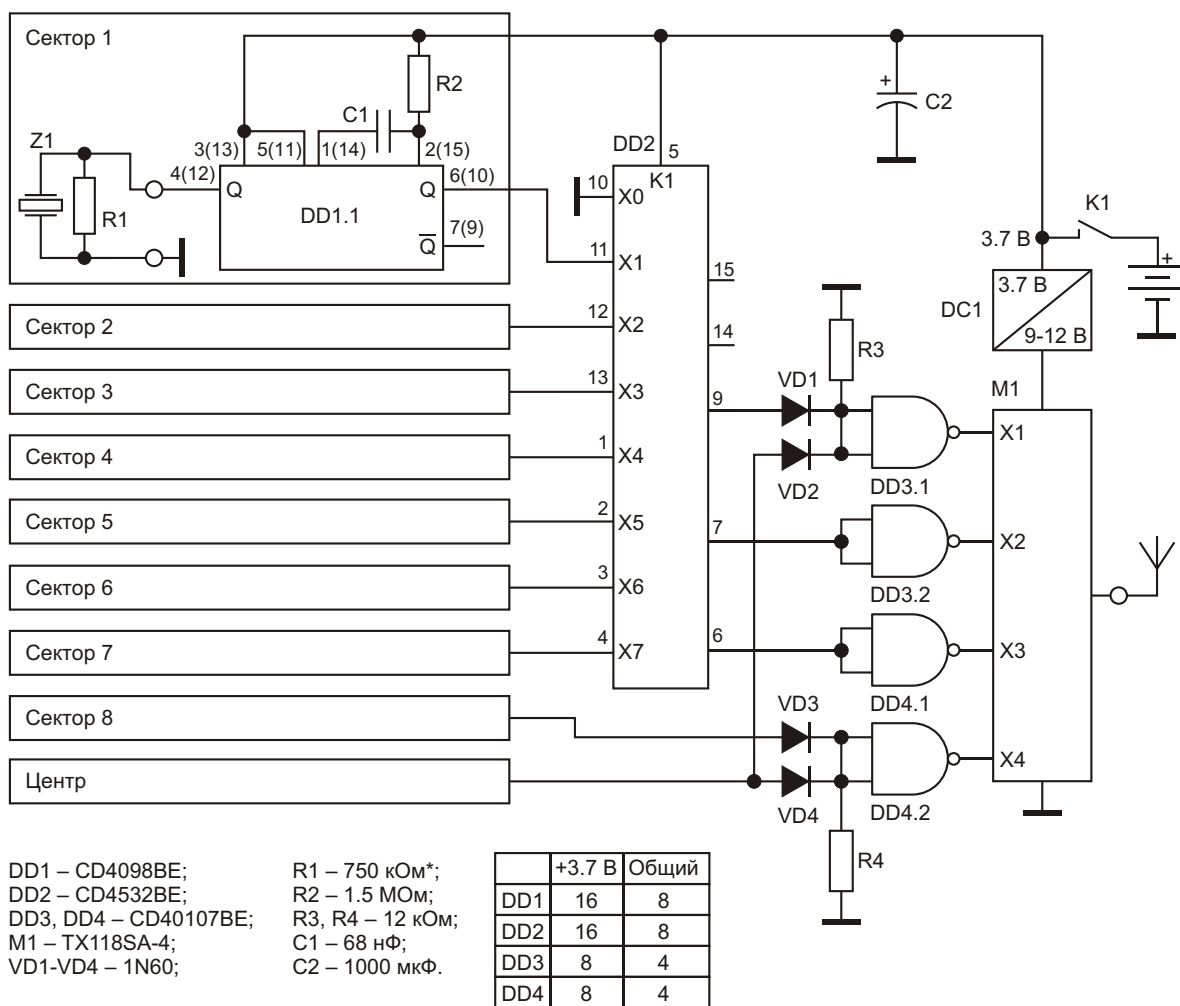


Рисунок 2. Принципиальная схема передающей части.

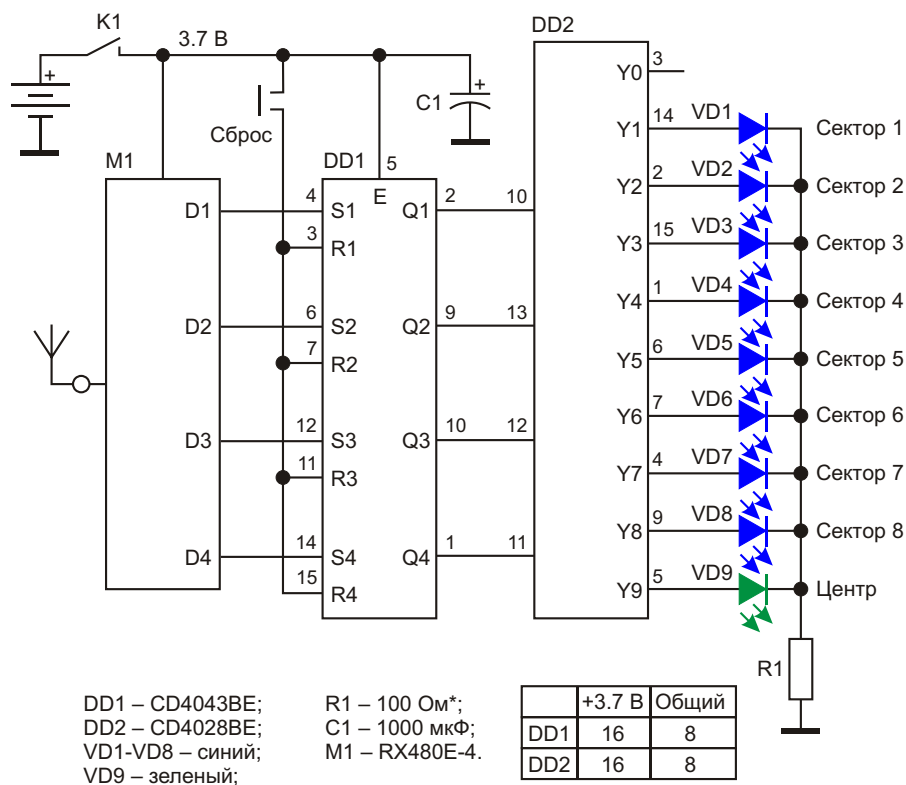


Рисунок 3. Принципиальная схема приемной части.

ческие сенсоры и формирователи импульсов, выполненных с применением сдвоенных одновибраторов CD4098BE.

Выходы каналов подключены к шифратору 8 на 3, выполненному на микросхеме CD4532BE. Поскольку входов у шифратора только восемь, один из которых (X0) не задействуется, а сенсоров у нас девять, то два входа (8 и 9) мы синтезируем при помощи двух элементов «ИЛИ», выполненных на диодах VD1-VD4. Для формирования управляющих сигналов низкого уровня для передатчика TX118SA-4 использованы микросхемы «2И-НЕ» CD40107BE, имеющие выход с открытым стоком.

Мощность передатчика TX118SA-4 зависит от напряжения питания, поэтому в схеме применен попуте DC/DC преобразователь, приобретенный на AliExpress, повышающий напряжение с 3.7 до 12 В.

Принципиальная схема приемной части показана на Рисунке 3 и содержит модуль приемника RX480E-4, четыре RS-триггера на микросхеме CD4043BE и дешифратор 4 на 10 CD4028BE, к выходам которого подключе-

ны светодиоды VD1 – VD9, конструктивно объединенные в дисплей, повторяющий конфигурацию мишени.

Короткие положительные импульсы, поступающие с выходов приемника, фиксируются блоком RS-триггеров и поступают на входы дешифратора, который формирует высокий уровень сигнала на выходе, соответствующем комбинации входных сигналов. Перед следующим выстрелом блок триггеров сбрасывается в «0» кнопкой Кн1.

Следует отметить, что наличие блока RS-триггеров не является обязательным. Если не нужна длительная фиксация попаданий, то входы дешифратора DD2 могут быть подключены непосредственно к выходам приемника M1. В этом случае емкость конденсатора C1 в каждом канале формирователя передатчика должна быть увеличена до 2.0-3.3 мкФ, что увеличит длительность импульса на выходе примерно до 0.5 с, чего вполне достаточно для визуальной фиксации места попадания. Конденсатор C1 должен иметь низкое значение утечки, то есть должен быть либо танталовым, либо керамическим.

Заключение

В статье описана электронная мишень, особенностью которой является дистанционный контроль результатов попаданий. Мишень изготовлена в двух экземплярах, подтвердивших надежность конструкции. Один экземпляр остается в Москве, другой отправился в Италию, в подарок одной из страйкбольных команд города Брешии.

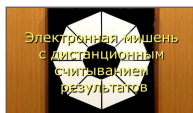
К статье прилагается видео процесса стрельбы с использованием электронной

мишени. Для наглядности стрельба ведется с расстояния 30 метров из короткоствольного оружия. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4028BE](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4043BE](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4098BE](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4532BE](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD40107BE](#)

Загрузки



[Иллюстрация процесса стрельбы из страйкбольного оружия по электронной мишени](#)



Оптоэлектронные логические элементы ЗХОР/ЗХНОР

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема и описание работы трехходовых оптоэлектронных логических элементов «ЗИсключающее ИЛИ» и «ЗИсключающее ИЛИ-НЕ» (ЗХОР/ЗХНОР).

Логический элемент «Исключающее ИЛИ» (XOR) представляет собой цифровое устройство, имеющее не менее чем два входа и один выход, уровень «лог. 1» на котором появляется при условии, что уровень «лог. 1» присутствует только на одном из его входов. Соответственно логический элемент «Исключающее ИЛИ-НЕ» (XNOR) при выпол-

нении тех же условий имеет на выходе уровень «лог. 0».

Синтез двухходовых оптоэлектронных логических элементов «2Исключающее ИЛИ» и «2Исключающее ИЛИ-НЕ» не представляет затруднений [1–3]. Ситуация осложняется при условии, что такие элементы имеют по меньшей мере три входа.

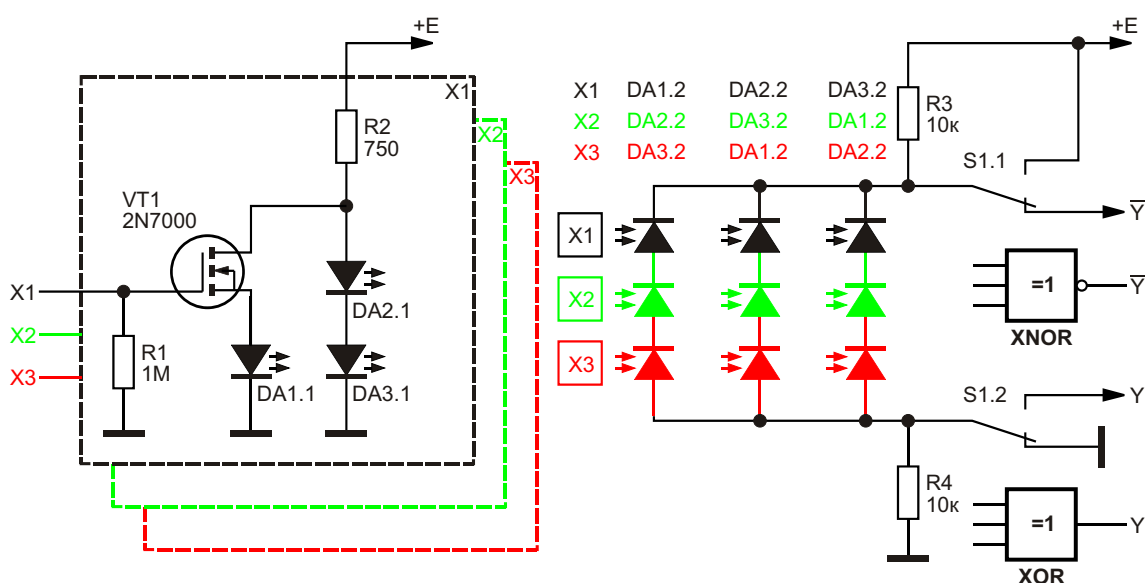


Рисунок 1. Электрическая схема трехходового оптоэлектронного логического элемента «Исключающее ИЛИ» и «Исключающее ИЛИ-НЕ» (ЗХОР/ЗХНОР).

На Рисунке 1 представлен один из вариантов схем трехходовых оптоэлектронных логических элементов «3Исключающее ИЛИ»/«3Исключающее ИЛИ-НЕ» (3XOR/3XNOR).

Устройство имеет 3 одинаковых входных узла X1, X2, X3, а также выходной узел и работает следующим образом. Входные узлы X1–X3 выполнены на полевых транзисторах, работающих на переключение светодиодов оптронных пар DA1–DA3. Для наглядности и упрощения описания работы логического элемента в Рисунках 1 и 2 использована цветовая окраска, относящаяся к его равнозначным входам.

При отсутствии входного сигнала на входе X1 транзистор VT1 не проводит ток, следовательно, светодиод оптопары DA1.1 не активен. Ток протекает через цепочку из резистора R2 и светодиодов оптопар DA2.1 и DA3.1. Соответственно свечению светодиодов оптопар DA2.1 и DA3.1 на приемной стороне входа X1 фотодиоды оптопар DA2.2 и DA3.2, показанные черным цветом, будут проводить ток. Фотодиод оптопары DA1.2, отвечающий этому входу, ток не проводит. При подаче на вход X1 сигнала уровня «лог. 1» транзистор VT1 открывается, светодиод оптрона DA1.1 шунтирует цепочку из светодиодов оптронов DA2.1 и DA3.1 и переводит фотодиод оптрона DA1.2 в токопроводящее состояние. Фотодиоды оптронов DA2.2 и DA3.2, отвечающие входу X1, переходят в выключенное состояние.

Аналогичные процессы происходят во входных и выходных цепях логических элементов, соответствующих входам X2 и X3 при подаче/отключении управляющих сигналов (элементы этих цепей выделены соответственно зеленым и красным цветом).

Упрощенный эквивалент схемы коммутации выходных цепей логического элемента при подаче/отключении управляющих сигналов X1–X3 показан на Рисунке 2. Положение переключателей соответствует уровням «лог. 0» на всех его входах. В зависимости от положения переключателя S1 на выходе логического элемента можно получить сигналы инвертированного или неинвертированного уровней и реализовать тем самым функции

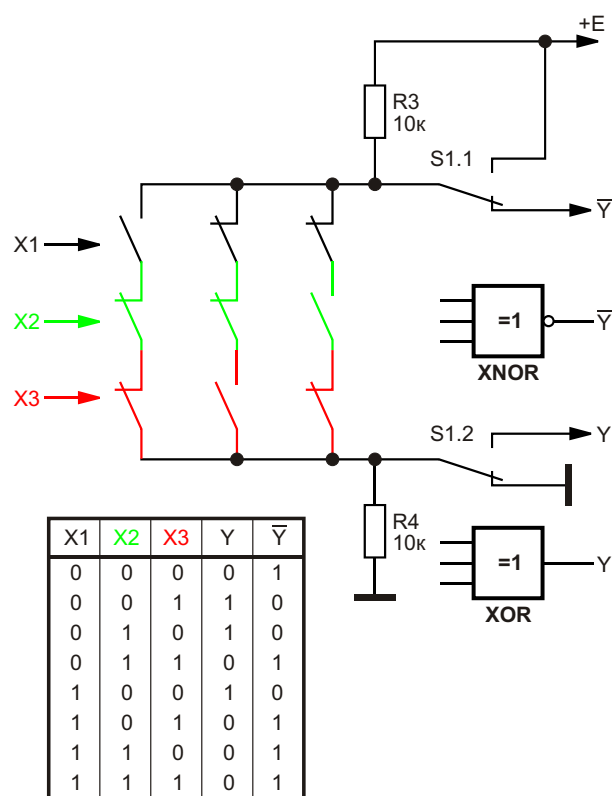


Рисунок 2. Эквивалентная схема выходной части логического элемента «3Исключающее ИЛИ»/«3Исключающее ИЛИ-НЕ» (3XOR/3XNOR) и его таблица истинности.

«3Исключающее ИЛИ»/«3Исключающее ИЛИ-НЕ» (3XOR/3XNOR). Переключатель S1 на схеме условен, его можно заменить переключателем, шунтирующим резистор R3 или R4.

Таблица истинности логических элементов «3Исключающее ИЛИ»/«3Исключающее ИЛИ-НЕ» (3XOR/3XNOR) приведена на Рисунке 2. **РЛ**

Литература

1. Функциональные элементы и устройства оптоэлектроники / В.П. Кожемяко, Л.И. Тимченко, Г.Л. Лысенко, Ю.Ф. Кутаев. – Киев: УМК ВО, 1990. – 251 с.
2. Шустов М.А. [Оптоэлектронная логика](#).
3. Шустов М.А. [Универсальные оптоэлектронные логические элементы переменного и постоянного тока](#).

Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

Низкочастотный генератор – тестер ОУ



Бабанин В., Красноярский край

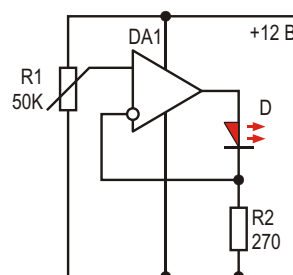
Генератор предназначался для других целей, но неожиданно его макет стал весьма востребованным для оценки работоспособности операционных усилителей (ОУ), приобретаемых на известных интернет-площадках.

Самой простой проверкой функционирования ОУ является испытание в схеме стабилизатора тока (Рисунок 1). Такой тестер на контактной макетной плате собирается за пару минут, но, как показывает практика, про него нужно забыть. На постоянном токе ОУ может показаться исправным, а на переменном – нет.

Приведенная схема (Рисунок 2), активным компонентом которой является испытуемая микросхема, совместно с любым осциллографом позволяет надежно определить несоответствие сдвоенного ОУ общего назначения его техническим характеристикам.

Проверяются одновременно два ОУ: один в схеме генератора, другой – компаратора. Еще один ОУ (321MFX) в корпусе SMD расположен на вертикальном адаптере и используется в «активной» земле.

Итак... Генератор на ОУ с мостом Вина в цепи положительной обратной связи (ПОС) и схемой стабилизации амплитуды в цепи отрицательной обратной связи (ООС). Чем больше разбаланс компонентов в мосту (статический и динамический), тем большим запа-



(а)



(б)

Рисунок 1. Стабилизатор тока для испытания ОУ; (а) – принципиальная схема, (б) – фотография макета.

сом должна обладать петля ООС для поддержания установленного уровня выхода. Именно для этой цели, в отличие от известных схем, применена согласованная резистивно-светодиодная оптопара. Второй ОУ соединен с выходом генератора и сконфигурирован для работы компаратором с гистерезисом.

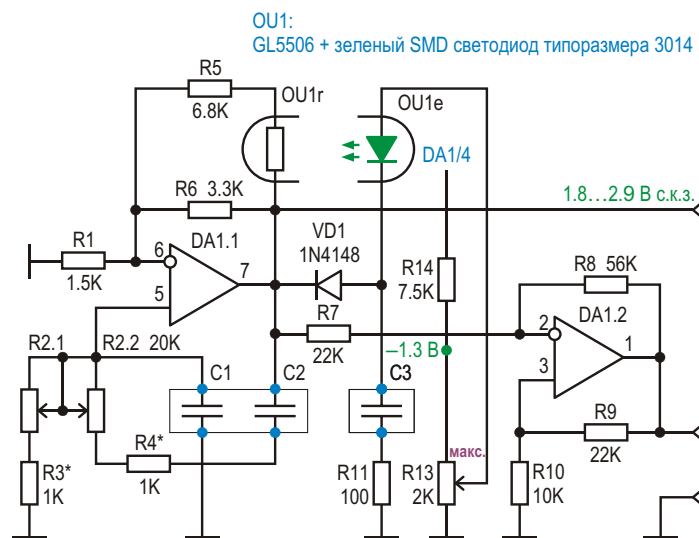


Рисунок 2. Схема генератора для тестирования ОУ.

Для микросхемы предусмотрена стандартная панелька DIP8. Исполнение SOIC8 включается через адаптер. К компонентам моста не предъявляется особых требований. Можно использовать обычные сдвоенные потенциометры и конденсаторы 10-15% точности.

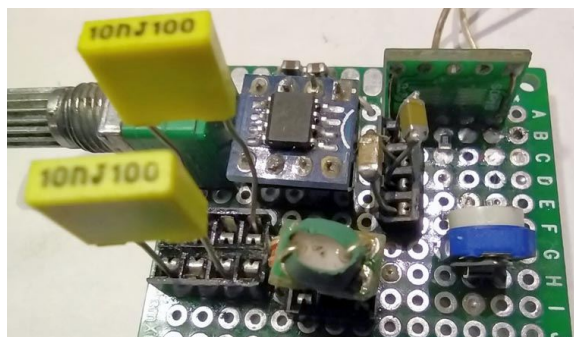


Рисунок 3. Фотография макета генератора.

Частотозадающие конденсаторы С1-С2 устанавливаются в соединитель (Рисунок 3), что позволяет при необходимости проверить почти полный частотный диапазон ОУ. Пары конденсаторов для перекрытия диапазона 14 Гц-140 кГц должны иметь следующие емкости: 1 мкФ, 100 нФ, 10 нФ, 1 нФ. С высокочастотными ОУ схема устойчива до частот 700 кГц, но несогласованность номиналов моста здесь играет плохую роль.

Используется самодельный оптрон (Рисунок 4), с фоторезистором GL5506 (максимум

спектральной чувствительности – 540 нм) и зеленым SMD светодиодом (510-555 нм) типоразмера 3014 (3.0 мм × 1.4 мм). Такая пара эффективно выполняет свою функцию при токе светодиода 100 мкА, не нагружает выход ОУ и, следовательно, не добавляет искажений. Успешно испытаны светодиоды желтого и белого свечения. Не забывайте притенить оптопару при ярком освещении.

Конденсатор фильтра С3 можно не устанавливать при работе с частотами выше 1 кГц; ограниченное быстродействие GL5506 (5 мс) гарантирует стабильность выхода.

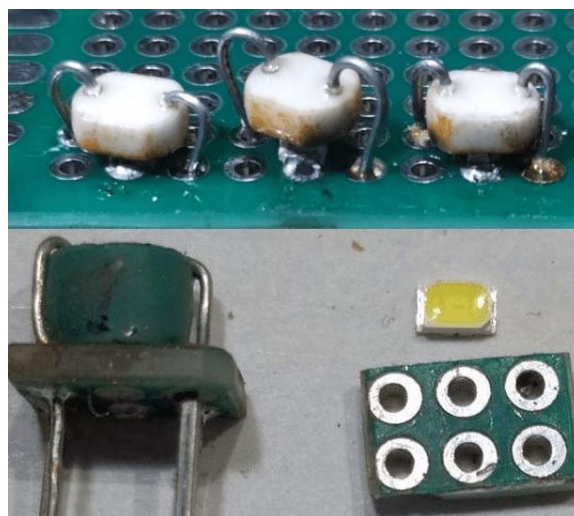


Рисунок 4. Конструкция самодельного оптрона.

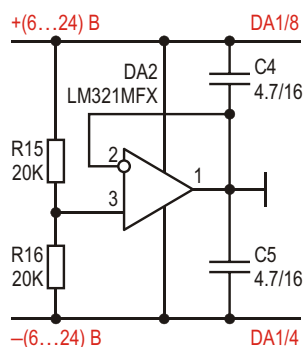


Рисунок 5. Схема «активной земли» для симметричного питания генератора.

Низкочастотный диапазон (13-130 Гц) требует емкости не менее 120 мкФ. В противном случае резко вырастут нелинейные искажения. Можно рекомендовать многослойный керамический SMD конденсатор типоразмера 1206 емкостью 47-100 мкФ.

Регулировка амплитуды резистором R13 может понадобиться при проверке низковольтных схем, чтобы избежать ограничения. Питается генератор от нестабилизированного источника 6 – 16 В. Симметричное питание обеспечивает схема «активной земли» (Рисунок 5).

На Рисунок 6 приведены осциллограммы, иллюстрирующие результаты тестирования нескольких ОУ с внушающей доверие маркировкой, приобретенных на AliExpress в последнее время у разных продавцов. Какие микросхемы вы стали бы применять? Вопрос риторический. Только один образец отказался работать в предлагаемой схеме. Кристалл под пластмассой не оказалось.

Комментарии к осциллограммам лучше услышать от специалистов по аналоговой схемотехнике, однако понятно, что синусоида выходного сигнала должна быть синусоидой. Искажения типа «ступенька» – это однозначно технологический брак. Выход компаратора, если он несимметричен относительно нуля, может свидетельствовать о том же. Однако, есть ОУ, которые не приспособлены к такому режиму, либо напряжение питания выше рекомендованного производителем (LMV358T). Скриншот выхода позволяет рас-

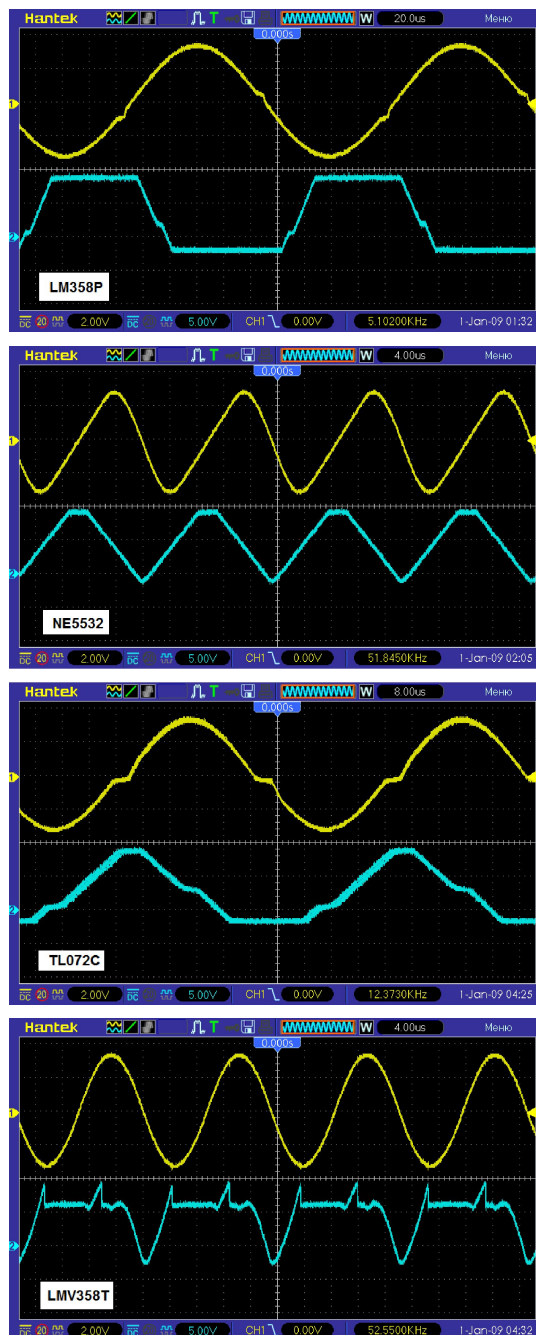


Рисунок 6. Осциллограммы, иллюстрирующие результаты тестирования нескольких ОУ.

считать скорость изменения напряжения и, если она меньше паспортного значения, – мусор в корзину. «Идеальные» ОУ на осциллограммах не представлены. **PL**

Материалы по теме

1. [HandsOn Technology GL5506](#)

Цепь обратной связи улучшает линейность фототранзистора

JC Ferrer, A Garrigós

EDN

Разработчик, использующий фототранзистор для преобразования модулированного оптического сигнала в электрический сигнал, часто сталкивается с проблемами, когда фоновая засветка высокой интенсивности насыщает фототранзистор. Если базовый вывод не подключен, напряжение коллектор-эмиттер фототранзистора зависит только от фототока, генерируемого наложением сигнала и фонового света. Коэффициент усиления фототранзистора и диапазон его активной

области зависят от сопротивления R_1 . При более высоких сопротивлениях R_1 коэффициент усиления схемы увеличивается, но насыщение фототранзистора происходит быстрее. На Рисунке 1 без фоновой засветки транзистор работает в своей линейной области в точке смещения V_{CE2} , а напряжение коллектора Q_1 линейно изменяется вокруг V_{CE} . Выход V_{OUT} точно воспроизводит изменения амплитуды модулированного оптического сигнала. Наложение постоянной внеш-

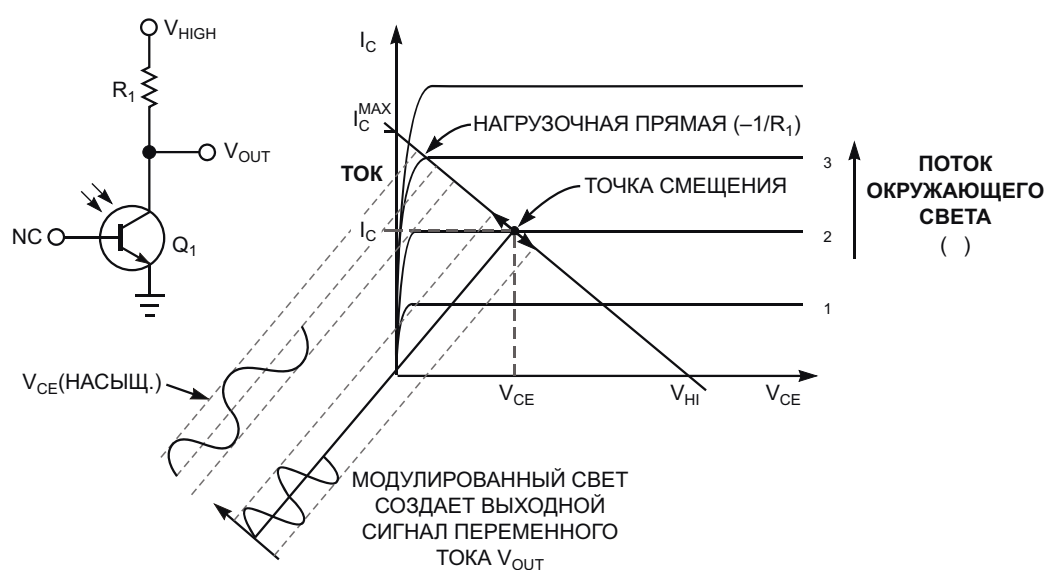


Рисунок 1. Изменения уровней потока окружающего света влияют на положение точки смещения фототранзистора в базовой схеме. Более высокие уровни приближают точку смещения к насыщению и сжимают полезный сигнал V_{OUT} .

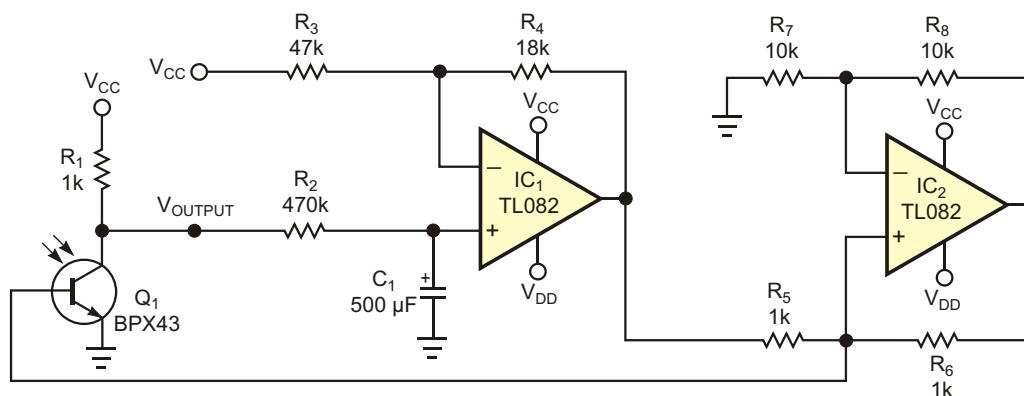


Рисунок 2. Цепь обратной связи, состоящая из однополюсного активного фильтра нижних частот и источника тока Хауланда, отбирает ток из базы фототранзистора, не допуская насыщения при чрезмерных уровнях фоновой засветки.

ней фоновой засветки смещает рабочую точку схемы в точку z_3 , а выходное напряжение сжимается и искажается.

В отличие от фотодиодов и фотогальванических элементов, у которых есть только два вывода, базовый вывод фототранзистора позволяет подключить цепь обратной связи, чтобы управлять точкой смещения. Отбор тока от вывода базы снижает ток коллектора. Фототранзистор Q_1 на Рисунке 2 принимает смесь оптического сигнала и фонового света, освещающую его базовую область. Напряжение коллектора, создаваемое фоновым светом, проходит через активный фильтр нижних частот, а источник тока Хауланда изменяет точку смещения схемы, отводя ток из обратно смещенного перехода коллектор-база фототранзистора.

Обычно посторонняя фоновая засветка изменяется медленнее, чем полезный сигнал. Для простоты в этой схеме используется фильтр нижних частот первого порядка C_1 и R_2 , частота среза которого ниже частоты сигнала, снимаемого с коллектора Q_1 . Подача опорного напряжения (в данном примере – V_{CC}) на резистор R_3 устанавливает рабочую точку схемы фильтра посередине между уровнями напряжений отсечки и насыщения фототранзистора. Выход фильтра нижних частот управляет источником тока Хауланда, генерирующим ток, пропорциональный выходному сигналу фильтра. По мере увеличения фонового освещения напряжение коллектора Q_1 уменьшается. Выходной ток источника вычитается из тока базы Q_1 , что, в

свою очередь, увеличивает напряжение коллектора Q_1 , не допуская насыщения фототранзистора.

Отношение сопротивлений резисторов R_4 и R_3 задает коэффициент усиления активного фильтра нижних частот в соответствии с формулой

$$A_v = 1 + \frac{R_4}{R_3},$$

а R_5 устанавливает проводимость источника тока:

$$G_M = \frac{1}{R_5}.$$

Изменение сопротивлений этих резисторов влияет на величину тока, отводимого от базы фототранзистора, и на рабочую точку схемы. Фототранзистор имеет гораздо меньшую емкость, чем фильтр, поэтому колебания в схеме на Рисунке 2 возникнуть не могут. Однако чтобы избежать самовозбуждения при увеличении порядка фильтра, потребуется тщательный выбор номиналов конденсаторов.

Освещение фототранзистора лампой накаливания мощностью 100 Вт обеспечивает фоновую засветку высокой интенсивности, а также быстро меняющийся сигнал, создаваемый переменным сетевым напряжением. На Рисунке 3 показаны осциллограммы напряжения коллектор-эмиттер фототранзистора

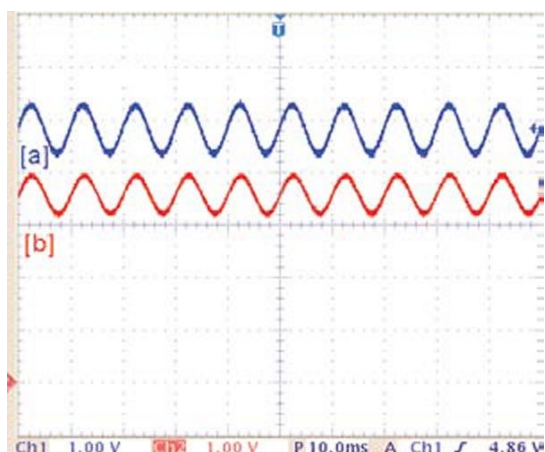


Рисунок 3. 100-ваттная лампа накаливания с расстояния 40 см освещает фототранзистор в схеме с обратной связью (а) и без обратной связи (б). В обоих случаях точки смещения остаются в линейной области.

Q_1 , освещаемого лампой накаливания, расположенной в 40 см от него, при активной схеме обратной связи (Рисунок 3а) и при неподключенной базе фототранзистора (Рисунок 3б). Отклики выглядят похожими, поскольку при данном уровне интенсивности приложенного света фототранзистор не насыщается.

Перемещение лампочки на расстояние 20 см от фототранзистора увеличивает уровень фонового света и приближает фототранзистор к насыщению. При наличии обратной связи фототранзистор выдает сигнал с более высокой амплитудой, хотя его точка смещения остается почти неизменной

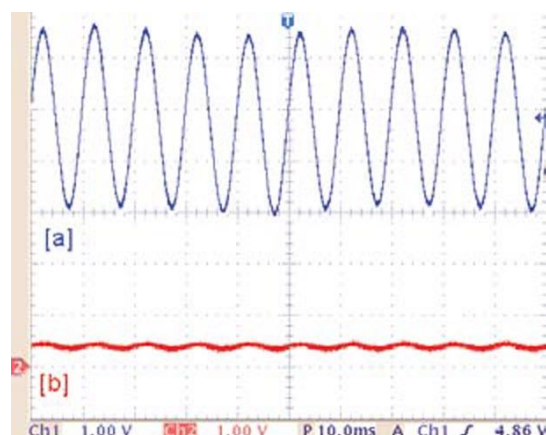


Рисунок 4. Базовая область фототранзистора освещается 100-ваттной лампой накаливания с расстояния 20 см в схеме с обратной связью (а) и без обратной связи (б). Насыщение схемы без обратной связи препятствует выделению сигнала.

(Рисунок 4а). Средний уровень постоянного напряжения на коллекторе Q_1 остается практически таким же, как и при более низком уровне освещенности (Рисунок 3а). Однако при отключенной обратной связи точка смещения фототранзистора приближается к насыщению, и флуктуации света, модулированного переменным током, едва заметны (Рисунок 4б). **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet OSRAM BPX43](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)

Цифровой вольтметр с повышенной разрешающей способностью

Часть 2

Продолжение. Начало в номере 07,08-2020

Алексей Кузьминов, Москва

Перейдем теперь к описанию цифровой части схемы Рисунок 1.

Для программирования микроконтроллера имеются две возможности.

Первая – с помощью адаптера USB DEBUG по двухпроводному интерфейсу C2. Для этого используется 3-контактный разъем XB. На этот разъем подаются сигналы C2D, RST/C2CK и «земля». Эти сигналы подаются из USB DEBUG-адаптера по кабелю, на одном конце которого расположен ответный 3-контактный разъем, а на втором – ответный 10-контактный разъем (SCM10), который подключается к выходному 10-контактному разъему JTAG (IDC-10) USB DEBUG-адаптера. Схему такого кабеля можно найти в [1, 3, 4]. С разъема XB сигналы RST/C2CK и C2D поступают, соответственно, на выводы 5 и 6 МК. RC-цепочка R1, R2, C1 предназначена как для штатной работы микроконтроллера, так и для режима программирования по интерфейсу C2.

Вторая возможность программирования микроконтроллера – с помощью встроенного загрузчика (boot_loader) программ по UART0 (TTL-вариант интерфейса RS-232). В этом случае используется разъем XRS. На этот

разъем выведены сигналы TxDM, RxDM, напряжение питания +3.5 В и «земля». К разъему XRS подключается плата-переходник (ее разводка приведена далее), а к этой плате подключается одноканальный преобразователь уровней интерфейса RS-232 в уровни TTL и обратно. Схему и разводку платы такого преобразователя можно найти в [4, 5]. Эта плата подключается к COM-порту компьютера (COM1) кабелем по схеме, также приведенной в [5]. Там же подробно описана методика программирования микроконтроллера EFM8LB12 с COM-порта компьютера. Для программирования микроконтроллера с помощью встроенного загрузчика программ boot_loader'a необходимо заземлить сигнал C2D в разъеме XB. Для этого на контакты 1 и 2 разъема XB необходимо установить перемычку (джампер). Справа от разъема XB это показано пунктиром, рядом с которым написано слово «boot» (Рисунок 1).

Для сопряжения микроконтроллера с ЖКИ используется интерфейс SPI. Для этого предназначен 6-штырьковый разъем ХЖ. На этот разъем выведены сигналы MOSI и SCK интерфейса SPI, 2 сигнала выбора кристалла: CSML, CSST, напряжение питания +3.5 В и «земля». С платой ЖКИ (см. далее) плата

вольтметра соединяется кабелем, на одном конце которого расположен ответный 6-контактный разъем ХЖК (Рисунок 2а). Этим разъемом кабель подключается к плате вольтметра (Рисунок 1). На втором конце кабеля расположен 6-контактный разъем ХЖ1К. Этим разъемом кабель подключается к плате ЖКИ (см. далее).

Для калибровки нуля и полной шкалы АЦП используются два разъема: ХС1 и ХС2. При калибровке нуля контакты 2 и 3 разъема ХС1

и контакты 1 и 2 разъема ХС2 необходимо замкнуть, для чего на них требуется надеть перемычки (джамперы). В этом случае на вход АЦП будет подан нулевой (земляной) потенциал, а сигнал CAL0 (вывод 12 DD1) установится в состояние лог. 0. Это нулевое состояние сигнала CAL0 после включения питания приведет к тому, что будет запущена подпрограмма калибровки нуля.

При калибровке полной шкалы на контакты 1 и 2 разъема ХС1 и контакты 2 и 3 разъема

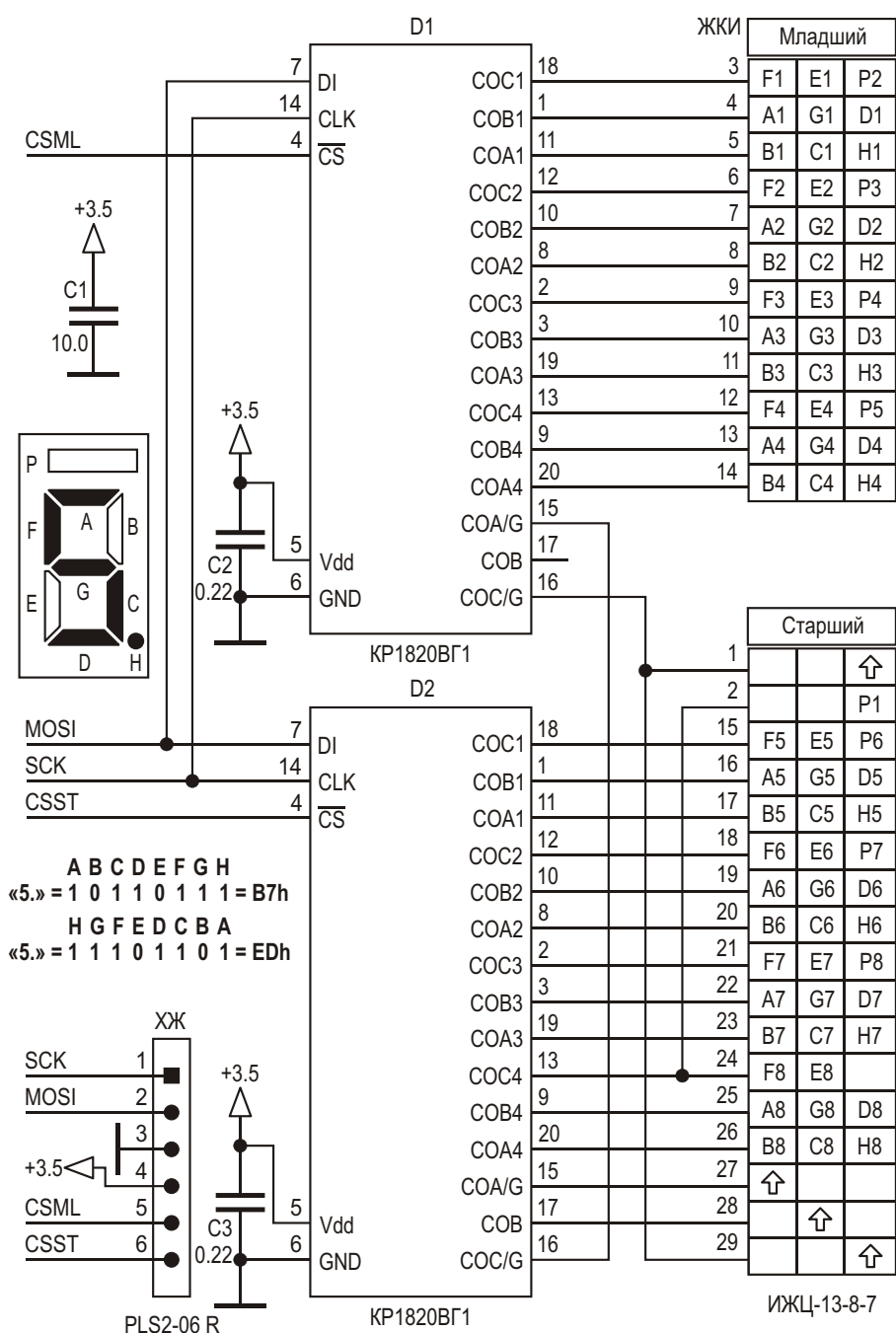


Рисунок 4. Принципиальная схема сопряжения ЖКИ ИЖЦ-13-8-7 с контроллерами KP1820BG1.

ма XC2 необходимо надеть перемычки (джамперы). В этом случае на вход АЦП будет подано опорное напряжение V_{ref} (3 В), а сигнал CAL1 установится в состояние лог. 0. Это нулевое состояние сигнала CAL1 после включения питания приведет к тому, что будет запущена подпрограмма калибровки полной шкалы. Подробная методика калибровки нуля и полной шкалы будет приведена в разделе статьи о настройке устройства (см. далее).

Схема сопряжения ЖКИ ИЖЦ 13-8-7 с двумя контроллерами KP1820BG1 и с МК (Рисунок 4) достаточно проста. Это известная схема, которая приводится, например, в [6, 7]. Несмотря на большое количество проводов, схема легко разводится (см. далее), при этом размер платы примерно в 1.5 раза меньше размера самого ЖКИ. Хотя дисплею ИЖЦ 13-8-7 уже около 30 лет (первое упоминание о микросхеме KP1820BG1 и подобном ЖКИ, насколько это известно автору, было еще в 1990 году [8]), автор выбрал именно этот ЖКИ благодаря следующим его особенностям:

1. Размер цифр довольно большой и по высоте составляет около 14 мм, благодаря чему цифры легко читаются.
2. Максимальный контраст ЖКИ имеет при питании 3-4 В, что как нельзя лучше подходит к напряжению батарейки (3.5 В).
3. ЖКИ имеет достаточно широкий угол обзора.
4. Для сопряжения с микроконтроллером по интерфейсу SPI устройству требуется всего 6 проводов (включая питание и «землю»).
5. Потребление тока устройством составляет не более 200 мкА (см. далее).
6. Устройство уникально просто программируется (об это см. ниже), а значит, не требует от микроконтроллера большого объема программной памяти (и больших усилий программиста).
7. Стоимость ИЖЦ 13-8-7 составляет не более 200 – 300 руб., а стоимость KP1820BG1 – не более 30 руб. ЖКИ и контроллеры достаточно распространены, и их легко приобрести.

Единственный недостаток устройства – для него требуется плата сопряжения по схеме Рисунок 4.

В настоящее время существует масса современных ЖКИ с уже встроенным контроллером. Однако, хотя они и имеют некоторые из особенностей, перечисленных выше, но ни одного современного ЖКИ со встроенным контроллером, который бы обладал всеми вместе перечисленными свойствами, автору найти не удалось. Поэтому автор и выбрал этот ЖКИ.

Хотя подпрограмма вывода информации на дисплей входит в общую программу для микроконтроллера (ее уже оттранслированный вариант в hex-формате можно скачать из дополнительных материалов к статье на сайте журнала), для понимания сути работы дисплея автору хотелось бы привести три ключевых момента его функционирования, тем более, что они в некоторой степени касаются схемы на Рисунке 4.

Первый момент касается принципа вывода цифр на дисплей.

Каждая цифра ЖКИ состоит из 7 сегментов, обозначенных буквами А – G, десятичная точка рядом с цифрой – еще один (восьмой) сегмент, обозначенный буквой H. Кроме того, над каждой цифрой имеется черточка (о ней позже) – это еще один (девятый) сегмент.

Предположим, необходимо вывести цифру «5» (она изображена слева сверху схемы Рисунок 4). Для вывода, очевидно, требуется «зажечь» сегменты А, С, D, F и G. Каждый сегмент кодируется своим битом в выводимом байте. Старший бит байта – сегмент А, младший – сегмент H (точка). В соответствии с этим, для вывода «5» необходимо, чтобы биты для сегментов А, С, D, F и G были бы равны 1, а биты сегментов В, Е и H (если точка не нужна) – нулю. В этом случае байт, соответствующий цифре пять с точкой «5.», будет равен 1011011b или B7h (верхняя цифра слева от D2 на Рисунке 4).

Каждый из двух контроллеров (D1 и D2) управляет 4 цифрами ЖКИ. D1 – левыми (верхними справа на Рисунке 4), D2 – правыми. Для вывода 8 цифр на ЖКИ в каждый контроллер необходимо последовательно записать по 4 байта (+ по одному служебному байту), и цифры немедленно появятся на дисплее. Один из двух контроллеров D1 и D2 является ведущим (master) и называется старшим. Это контроллер D2. Контроллер D1

является ведомым (slave) и называется младшим. При работе контроллеров в режиме «старший – младший» генератор контроллера D2 вырабатывает синхриимпульсы, которыми синхронизируется контроллер D1. При инициализации необходимо в каждый из контроллеров записать в определенной последовательности соответствующие коды (в подробности вдаваться не будем, они приведены в [6, 7]). После инициализации устройство готово к приему информации для вывода на дисплей.

Каждый контроллер имеет вход данных DI (вывод 7), стробирующий (или тактовый) вход CLK (вывод 14) и вход выбора кристалла Chip Select – CS (вывод 4). Питание и «земля» подаются на выводы 5 и 6, соответственно.

Последовательность записи байт состоит в следующем.

Вначале 4 байта данных (цифры) и байт 5 со служебным кодом и кодом черточек записываются в младший контроллер. Пятый байт состоит из двух полубайт (их еще называют тетрадами или нибблами): в старшем полубайте расположен код черточек, а в младшем – служебный код (подробности см. в [6, 7]). Перед записью пяти байт в младший контроллер необходимо на его CS (CSML) подать низкий уровень напряжения (лог. 0), а после записи 5 байт – вернуть CSML в высокий (неактивный) уровень. При этом на CSST (D2) должен быть высокий уровень (лог. 1). Запись 5 байт в старший контроллер происходит аналогично. После записи всех 10 байт число немедленно появляется на дисплее.

Здесь следует добавить, что если в программе организовать массив байт, соответствующих выводимым цифрам (от 0 до 9), т.е. массив длиной 10 байт (например, M[10]), и придать элементам этого массива значения, равные кодам выводимых цифр, соответствующих местоположению элементов в массиве (т.е. нулевому элементу массива придать значение FCh – это код выводимого «0» (см. Рисунок 4), первому элементу придать значение 60h (код «1») и т.п.), то вывод цифр существенно упрощается: ведь местоположение элемента в массиве – это индекс массива. Другими словами, если, например, индекс массива, предположим, $j = 5$, то для вывода цифры «5» необходимо просто

вывести M[5]; и в этом случае цифра «5» появится на дисплее. Поэтому, если, например, имеется число 2.57490, то для того чтобы вывести его на дисплей, требуется вывести M[2], M[5], M[7] и т.д., а чтобы поставить точку после двойки, можно, например, логически сложить M[2] с 1, т.е. вывести M[2]|1 (напомню, знак «|» – оператор побитного логического сложения в Си, а 1 – младший бит байта, т.е. бит точки H).

Как видно из вышеописанного, простота записи информации в устройство очевидна.

Второй момент касается интерфейса, по которому требуется выводить цифры на дисплей. Самый простой способ вывода – по интерфейсу SPI. В этом интерфейсе в качестве данных используется линия MOSI, а в качестве стробирующего импульса – линия SCK. Вывод байта по SPI (в программе для МК) очень простой. Для вывода байта необходимо записать его в регистр SPI0DAT, дождаться установки бита окончания передачи и сбросить это бит. Все остальное сделают аппаратные средства МК. Что касается совпадения требуемой для KP1820BG1 временной диаграммы с временной диаграммой вывода по SPI, то здесь проблем нет (почти). При использовании интерфейса SPI имеются два (в том числе) регистра управления: это регистр полярности (POL), определяющий, каким способом – фронтом (POL = 0) или спадом (POL = 1) импульса SCK будет производиться стробирование бит данных (для KP1820BG1 требуется фронтом) и регистр фазы (PHA), определяющий первым (PHA = 0) или вторым (PHA = 1) импульсом SCK будет стробироваться первый бит данных (требуется первым). Таким образом, при POL = 0 и PHA = 0 временная диаграмма вывода байт по SPI будет совпадать (логически) с требуемой. Кстати, эти значения (POL = 0 и PHA = 0) приняты в микроконтроллерах EFM8 по умолчанию, что означает, что их даже настраивать не нужно (они и так уже настроены).

Но для полного совпадения требуется еще настроить необходимую скорость передачи (или частоту следования импульсов SCK). Эта скорость передачи определяется значением делителя системной частоты (SYSCLK) процессора МК, которая устанавливается программно и в данном случае равна 18 МГц. В среде Simplicity Studio можно выбрать либо

скорость (частоту SCK), тогда автоматически подсчитается значение коэффициента делителя, либо выбрать значение коэффициента делителя, тогда автоматически подсчитается тактовая частота импульсов SCK. Максимальная частота стробирующих импульсов для КР1820ВГ1 равна 500 кГц. Если выбрать коэффициент делителя равным, например, 20, то тактовая частота SCK установится равной 428.571 кГц, т.е. чуть больше 400 кГц (чтобы был некоторый запас, например, 100 кГц). Таким образом, на первый взгляд кажется, что при выводе байт по интерфейсу SPI проблем нет.

Практически так оно и есть, правда, тут есть одна загвоздка. Дело в том, что КР1820ВГ1 требует вывод байта младшим битом вперед, т.е. например, при выводе цифры – это бит десятичной точки (бит Н – см. Рисунок 4), а в интерфейсе SPI (МК) принят обратный порядок следования бит – первым выводится старший бит байта. Можно было бы, конечно, написать подпрограмму, которая бы каждый раз перед выводом переконпоновывала выводимый байт задом наперед. Но такая подпрограмма, во-первых, отнимет много времени для своей работы, что снизит скорость обмена с дисплеем, а во-вторых, что неизбежно, займет дополнительно некоторое место в программной памяти. Однако решить эту проблему можно иным и достаточно простым способом. Для этого надо заранее переписать код каждой цифры (в том числе и служебные коды) задом наперед. Если код «пятерки» с точкой был 10110111b = 7h, то, переписав биты в обратном порядке, получим: 11101101b = EDh. На Рисунке 4 «переписанный» код цифры «5», отражаемой на ЖКИ, показан в скобках. Если такие переписанные коды вставить в массив цифр от 0 до 9, о котором говорилось выше, то все будет идеально работать. Здесь необходимо добавить, что и служебные полубайты и полубайты черточек также необходимо переписать задом наперед. Это и было сделано в подпрограмме вывода информации на дисплей.

Третий момент касается вопроса: а как вывести на дисплей число с плавающей запятой, полученное в результате аналогоцифрового преобразования? Ведь в результате расчетов напряжения именно такие

числа и получаются. Причем, в зависимости от диапазона измерения, десятичная точка может стоять как после первой цифры, так и после второй. Пусть такое число с плавающей запятой, например, равно 18.5047. В памяти МК число с плавающей запятой, как известно, занимает 4 байта, и где в этих байтах искать сами цифры и десятичную точку? К счастью, этот вопрос решается довольно просто. В Си есть функция распечатки символов (в том числе и цифр). Это функция `printf()`. Функция производит форматный вывод символов в стандартный поток данных. Под стандартным потоком данных может подразумеваться вывод массива символов через какой-либо интерфейс (например, UART). Но есть еще одна функция: `sprintf()`, которая вместо вывода символов в стандартный поток данных заполняет этими символами определенную область оперативной памяти микроконтроллера, а именно – массив, название которого присутствует в параметрах этой функции. Если, например, число с плавающей запятой `F = 18.5047`, то записав

```
sprintf(buf3, "%7.4f", F);
```

мы получим в массиве `buf3` семь символов (байт), из которых 6 будут символами цифр, а один (третий) будет символом десятичной точки. Что это за символы, и в каком коде они выводятся? Вывод символов функцией `sprintf()` осуществляется в коде ASCII. В этом коде, как известно, цифра (от 0 до 9) занимает один байт. Младший полубайт – это сама цифра, а старший равен 3. Другими словами, символ «0» кодируется как 30h, «1» – как 31h, «2» как 32h и т.д., «9» как 39h. Таким образом, «убрав» тройку из каждого старшего полубайта цифры (символ точки при этом не нужен, поскольку и так известно, где ее поставить), можно получить искомые цифры (которые уже далее вывести на дисплей). Как убрать эту тройку? Можно от каждого элемента массива `buf3` просто отнять 30h, но лучше просто вообще обнулить старший полубайт, логически умножив каждый элемент массива `buf3` на число 0fh, записав `buf3[i] &= 0x0f;`, где `i` – индекс массива `buf3` (он изменяется от 0 до 7), а `&` – оператор побитного логического умножения в Си. Формат `"%7.4f"` в функции `sprintf()` означа-

ет, что выводится число с плавающей запятой, состоящее из 7 символов, у которого имеется 4 знака после запятой (4 символа), сама запятая (десятичная точка) – третий символ и два знака перед запятой (еще 2 символа).

Далее, подставив полученные значения `buf3` как индекс в вышеописанный массив `M[i]` (вместо `i`), получим число «18.5047» уже на дисплее.

Однако и здесь кроется одна загвоздка. Дело в том, что функцию `sprintf()`, производящую форматный вывод чисел с плавающей запятой, можно применять, если имеется достаточно оперативной памяти, т.е. для нее требуется внешняя оперативная память (xram), которая, в свою очередь, требует применения так называемой large-модели памяти.

В программе `EFM8LB1_ADC_Autoscan_Large_Buffer.c`, поставляемой компанией Silicon Laboratories как пример работы АЦП, производится осреднение 2048 двухбайтных слов (4096 байт), являющихся результатами работы АЦП. Осреднение, т.е. расчет среднего значения, производится в целых числах, а результат осреднения также в целых числах (в милливольтках – это тысячи мВ) выводится в стандартный поток данных по интерфейсу RS-232 в компьютер. Вывод осуществляется функцией `printf()`, работающей, естественно, также с целыми числами. При этом используется так называемая small-модель, а в качестве оперативной памяти для программы используется только внутренняя оперативная память микроконтроллера (128 байт), тогда как внешняя (xram) практически полностью занята – там как раз находятся результаты АЦП (4096 байт). Другими словами, в этой программе не используются расчеты с числами с плавающей запятой, а функция `printf()`, работающая с целыми числами, в small-модели разрешена.

В программе автора (для МК), приведенной в [1], вообще не производится никаких расчетов. Результаты работы АЦП в целых числах (просто суммы) без обработки выводятся по интерфейсу SPI и далее по интерфейсу USB передаются в компьютер. А в компьютере уже (программой для компьютера) производятся все расчеты с плавающей запятой и форматный вывод этих чисел на монитор. В этой программе автора (для МК) также

используется small-модель. При этом, как показано в [1], уже при 16-кратном осреднении 2048 двухбайтных слов пятый знак после запятой в результатах работы АЦП не меняется, из чего делается вывод, что 32-кратное осреднение избыточно. Но что мешает вместо 16-кратного осреднения 2048 двухбайтных слов (4096 байт) использовать 32-кратное осреднение, но уже 1024 двухбайтных слов (2048 байт)? Ведь как по времени, так и по точности это будет одно и то же. А раз так, то половина оперативной памяти (xram) емкостью 2048 байт освободится, в связи с чем можно уже применить large-модель и функцию `sprintf()`, производящую форматный вывод чисел с плавающей запятой. В программе для вольтметра так и сделано. Мало того, высокая скорость работы АЦП позволила производить не 32-кратное осреднение, а 64-кратное (для большей надежности). Даже при таком осреднении вывод результатов на дисплей производится приблизительно 5 раз в секунду, т.е. каждые 0.2 секунды, что для глаза практически незаметно.

Резюмируя все вышесказанное по поводу вывода информации на ЖКИ, можно отметить, что такой вывод достаточно прост и не требует большого объема программной памяти.

Подсчитаем ток, потребляемый устройством. Все нижеприведенные данные, в том числе и на батарейки, взяты из соответствующих справочных листов (datasheet).

ИОН REF3030	– 50 мкА
ОУ ОРА334	– 300 мкА
Два контроллера КР1820ВГ1(СОР-472)	– 200 мкА
ЖКИ ИЖЦ13-8-7	– 6 мкА

Итого: – 556 мкА **0.6 мА**

Микроконтроллер EFM8LB12 при системной частоте (SYSCLK) 18 МГц и работе АЦП на частоте 18 МГц (см. далее) потребляет ток в районе 5 мА

Микроконтроллер	– 5 мА
-----------------	--------

Всего: – **6 мА**

Напряжение батарейки ER18505 (BAT1, Рисунок 2г) при токе 5.6 мА упадет до 3.5 В, а емкость – приблизительно до 4 А·ч., в связи с чем время непрерывной работы составит: $4000 \text{ мА} \cdot \text{ч} / 5.6 \text{ мА} = 700 \text{ часов}$.

Потребителями батарейки ER14250 (BAT3, Рисунок 2г), в соответствии со схемой Рисунок 1, являются:

ИОН REF3030	– 50 мкА
LP2950 (ADR293 – 15 мкА)	– 20 мкА
<hr/>	
Итого:	– 170 мкА 0.2 мА

Напряжение батарейки ER14250 при токе 0.2 мА упадет до 3.55 В, емкость составит 1.1 А·ч, а время непрерывной работы будет: $1100 \text{ мА} \cdot \text{ч} / 0.2 \text{ мА} = 5500 \text{ часов}$.

Единственным потребителем энергии второй батарейки ER14250 (BAT2, Рисунок 2г) является резистор R8 номиналом 27 кОм (Рисунок 1). В самом худшем случае, если выходное напряжение ОУ DA2 будет равно 3 В, то падение напряжения на R8 составит $3 \text{ В} + 3.5 \text{ В} = 6.5 \text{ В}$, а ток: $6.5 \text{ В} / 27 \text{ кОм} = 0.24 \text{ мА}$. При таком токе напряжение батарейки составит 3.55 В, а емкость упадет до 1.1 А·ч. Время непрерывной работы составит $1100 \text{ мА} \cdot \text{ч} / 0.24 \text{ мА} = 4583 \text{ ч} = 4500 \text{ часов}$.

Окончание в следующем номере

Таким образом, время непрерывной работы устройства определяется временем работы батарейки ER18505, которое составляет 700 часов.

Здесь необходимо добавить, что срок службы батареек составляет около 10 лет, а падение их выходного напряжения в течение всего срока службы составит не более 0.1 В. **РЛ**

Литература

1. Кузьминов А. Повышение разрешающей способности АЦП микроконтроллера EFM8LB12. Современная электроника. 2018. № 8, 9
2. Кузьминов А. Преобразователь интерфейсов USB-SPI на базе нового 51-совместимого микроконтроллера EFM8UB1. Современная электроника. 2017. № 1 – 3
3. Кузьминов А. [Преобразователи интерфейсов USB-SPI с гальванической развязкой на базе нового 51-совместимого микроконтроллера EFM8UB30](#)
4. Кузьминов А. Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. М.: «Перо». 2018
5. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. Радио. 2018. № 12
6. Ридико Л. Автомобильные часы-термометр-вольтметр. Схемотехника. 2001. № 3
7. Пархомчук А. Схемы управления устройствами отображения информации. Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2007. № 5

Термоэлектрическим охладителем управляет драйвер светодиодов

Christian Rausch

Electronic Design

В оптоэлектронных системах часто требуется стабилизация температуры таких компонентов, как лазерные диоды, фотодиоды, призмы и линзы. Общепринятый метод стабилизации состоит в том, чтобы прикрепить резистивный датчик к компоненту для контроля его температуры, установить компонент на верхнюю поверхность термоэлектрического охладителя (ТЕС) и использовать специализированную микросхему контроллера ТЕС для поддержания заданного значения температуры компонента. Часто уставка бывает близка к комнатной температуре, и обычно это означает, что контроллер ТЕС должен иметь возможность отдавать положительный и отрицательный токи, чтобы обеспечивать как охлаждение, так и нагрев.

Для этой цели созданы и доступны специализированные контроллеры и драйверы ТЕС, например LTC1923, ADN8831, MAX1968 и DRV592. Но такие устройства могут быть дорогими или требовать значительного количества внешних цепей. Кроме того, для работы с небольшими тепловыми нагрузками, такими как линзы и фотодиоды, предпочтительны миниатюрные ТЕС, но они плохо сочетаются со специализированными контроллерами ТЕС. Миниатюрные ТЕС обычно работают при напряжении 2 В или меньше и токе не более 1 А, в то время как специальные контроллеры рассчитаны на управление гораздо более мощными устройствами.

Во многих ситуациях, когда можно отделить задачу нагрева от задачи охлаждения, может использоваться более простой контроллер ТЕС. Например, такой компонент, как лазерный диод, требующий стабилизации температуры, может сам по себе выделять достаточно тепла, чтобы исключить необходимость использования ТЕС для нагрева.

Достаточный нагрев также можно обеспечить с помощью обычного резистора для поверхностного монтажа, приклеенного между ТЕС и оптическим компонентом. Затем резистор можно подключить к стоку мощного MOSFET, управляемого выходом широтно-импульсного модулятора (ШИМ) микроконтроллера или ПЛИС, что, опять же, делает подогрев ТЕС ненужным.

Таким образом, если задачи охлаждения и нагрева разделены, управление ТЕС значительно упрощается. Вместо того чтобы вырабатывать как положительные, так и отрицательные токи, контроллер должен управлять током только в одном квадранте. Это делает задачу управления доступной для имеющейся на рынке микросхемы импульсного источника питания – монолитного драйвера светодиодов.

Один из типов светодиодных драйверов, которые также можно использовать в качестве драйвера ТЕС, – это LTC3454 компании Linear Technology, называемый «Драйвером

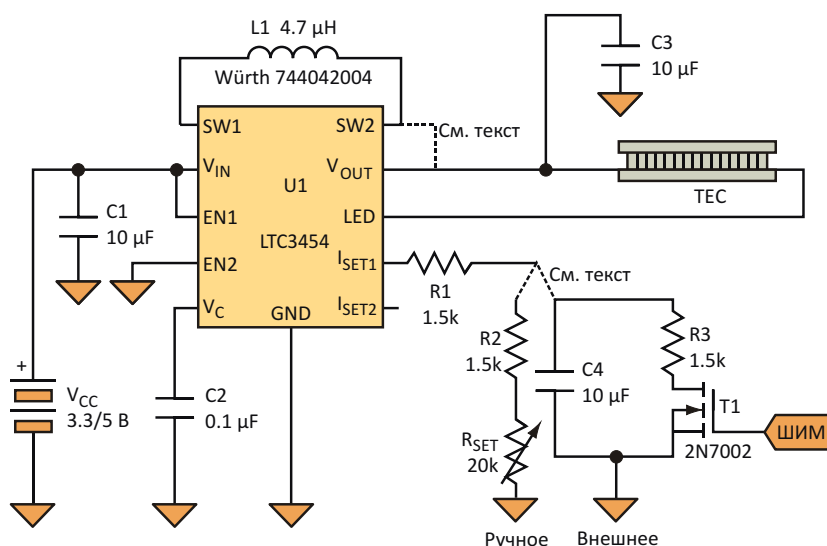


Рисунок 1. Когда для стабилизации температуры малопотребляющих электрооптических компонентов требуется только термоэлектрическое охлаждение, недорогим источником тока может служить драйвер светодиода, позволяющий осуществлять как активное, так и ручное управление уставкой температуры.

светодиодных фонарей/вспышек». Устройство предназначено для питания постоянным током до 1 А одного мощного светодиода. Оно содержит синхронный понижающе-повышающий преобразователь, контур стабилизации тока, а также цепи мягкого запуска и защиты.

LTC3454 отличается от многих других драйверов светодиодов тем, что не содержит схемы защиты, отключающей устройство, когда выходное напряжение становится слишком низким, что происходит, если неисправность приводит к короткому замыканию светодиода. Вместо схемы отключения LTC3454 содержит схему ограничения тока для блокировки внутренних MOSFET в случае короткого замыкания.

Это различие позволяет использовать LTC3454 для управления TEC вместо светодиода. На маленьких TEC падает гораздо меньшее напряжение, чем на светодиодах, поэтому большинство драйверов светодиодов воспринимают TEC как короткое замыкание и активируют свои цепи отключения. Но LTC3454 с TEC в качестве нагрузки работает нормально.

Схема управления TEC довольно проста (см. Рисунок 1). В конфигурации ручного управления уставкой температуры (R1 соединен с R2) для нее требуется всего несколь-

ко компонентов. Альтернативная конфигурация (R1 подключен к R3) позволяет осуществлять активное управление уставкой посредством сигнала ШИМ, формируемого микропроцессором или ПЛИС.

Ручное управление уставкой полезно при небольшой тепловой нагрузке, когда стабильность температуры компонента может обеспечиваться за счет дозированного охлаждения и контролируемого нагрева. Тогда ток TEC определяется как

$$I_{OUT} = \frac{3850}{R1} \cdot \frac{0.8V}{R2 + R_{SET}}$$

20-килоомный потенциометр, включенный последовательно с сопротивлением 3 кОм (R1 + R2), позволяет драйверу перекрывать выходной диапазон токов примерно от 150 мА до 1 А.

Однако, управляя током TEC в соответствии с изменениями нагрузки с помощью оптимизированного контура регулирования, схема может работать таким образом, чтобы минимизировать общую рассеиваемую мощность. Этот процесс активного управления уставкой требует подключения к затвору транзистора T1 вывода процессора или FPGA, несущего ШИМ сигнал с частотой несколько килогерц или выше и коэффициентом запол-

нения от 0 до 100%. В этом случае выходной ток, идущий через ТЕС, будет зависеть от коэффициента заполнения D следующим образом:

$$I_{\text{OUT}} = \frac{3850}{R3} \cdot \frac{0.8V}{D - 1}$$

Поскольку ТЕС имеют более низкие сопротивления, чем светодиоды, можно ожидать, что КПД драйвера будет ниже довольно хороших значений, указанных в техническом описании для стандартных приложений. Для измерения КПД в качестве нагрузки, заменяющей ТЕС, был использован резистор 2 Ом. Это сопротивление примерно соответствует сопротивлению миниатюрного ТЕС 9503/023/020М, выпускаемого компанией Ferrotec. Тесты показали, что при 300 мА КПД состав-

лял 50%, возрастая до 70% при 500 мА и до 75% при 700 мА и выше.

КПД этой схемы можно улучшить. Поскольку $V_{\text{IN}} \gg V_{\text{OUT}}$, LTC3454 работает исключительно в понижающем режиме, и, согласно техническому описанию, один из внутренних ключей микросхемы постоянно замкнут. Соединение выводов 6 (SW2) и 7 (V_{OUT}) шунтирует этот ключ, и его сопротивление исключается из схемы. Улучшение получается значительным: КПД при 300 мА становится равным 70%, повышаясь до 77% при 500 мА и до 80% при 700 мА и выше. Все измерения КПД выполнялись при $V_{\text{IN}} = 5$ В. При $V_{\text{IN}} = 3.3$ В значения КПД были на несколько процентов выше. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC3454](#)
2. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

Нетрадиционное включение опорного источника позволяет АЦП измерять собственное напряжение питания

Björn Starmark, Orville Buenaventura, and Sören Käck

EDN

Если АЦП используется для контроля напряжения системного источника питания, можно столкнуться с ситуациями, в которых напряжение питания превышает опорное напряжение АЦП (Рисунок 1). Однако входное напряжение АЦП не может превышать его опорного напряжения. Чтобы привести

напряжение питания к входному диапазону АЦП, можно использовать внешний резистивный делитель, но даже при допуске 0.1% резисторы будут вносить неприятные ошибки. Для решения этой проблемы можно исключить из схемы делитель, соединив вход опорного источника АЦП с его источником

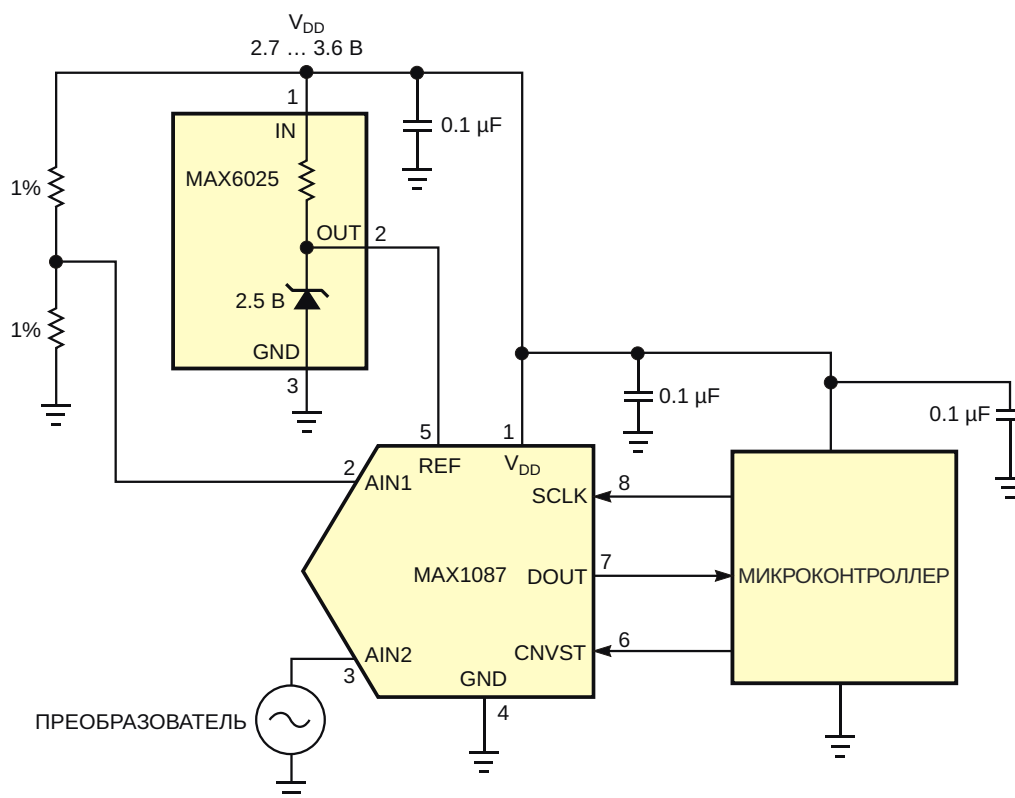


Рисунок 1. Точный резистивный делитель приводит напряжение источника питания к диапазону входных напряжений этого АЦП, но вносит ошибки измерения.

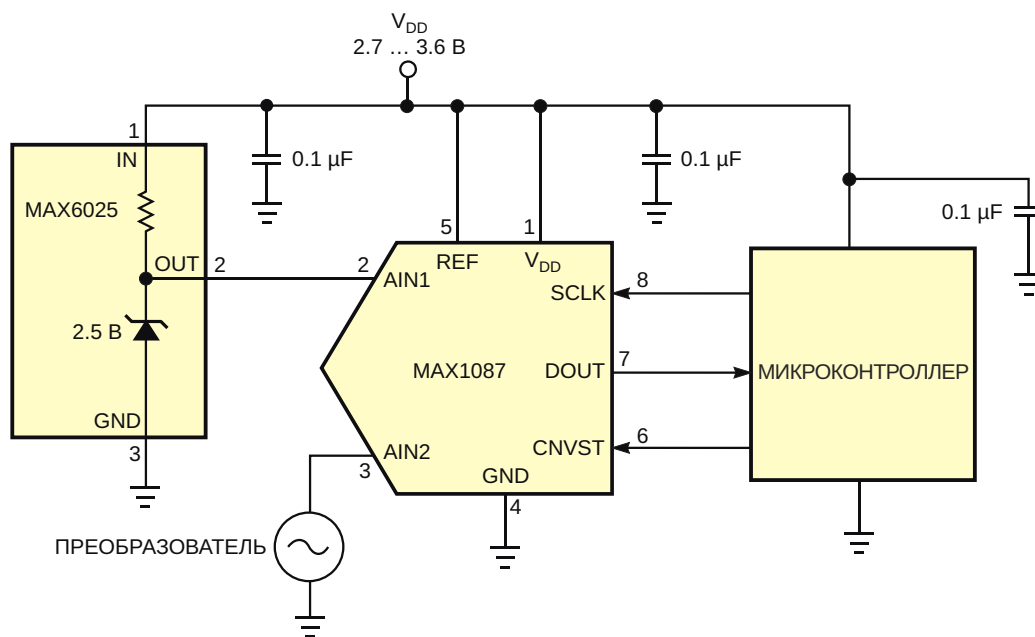


Рисунок 2. Чтобы исключить из схемы резистивный делитель, нужно подключить вход опорного напряжения АЦП к его источнику питания и измерять напряжение на выходе прецизионного опорного источника.

питания и подключив один из входов АЦП к выходу прецизионного источника опорного напряжения, – в данном случае 2.5-вольтовой микросхемы MAX6025A (Рисунок 2).

В такой конфигурации АЦП измеряет напряжения на своих входах относительно напряжения источника питания. Используя оцифрованное опорное напряжение в качестве эталона, контроллер системы вычисляет отношение опорного напряжения к напряжению источника питания и корректирует результаты измерений на остальных входах. Вход внешнего опорного источника

АЦП должен допускать подключение напряжения, равного напряжению его источника питания, а любой шум на шине питания искажает измерения во всех каналах. Поэтому для снижения шума шины питания в среде с электрическими помехами может потребоваться добавление фильтра нижних частот, обеспечивающего дополнительную развязку с АЦП. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1087](#)
2. [Datasheet Maxim MAX6025](#)

Мягкий ограничитель для стабилизации амплитуды генераторов сигналов

Herminio Martínez, Encarna García

EDN

Большинство схем генераторов содержит цепь нелинейного управления амплитудой, которая поддерживает желаемый уровень колебаний с минимальными искажениями на выходе. Один из подходов основан на использовании амплитуды выходной синусоиды для управления сопротивлением элемента схемы, такого, например, как полевой транзистор с р-п переходом, работающий в области триодных характеристик. В другом методе управления используется схема огра-

нителя, которая позволяет колебаниям расти до тех пор, пока их амплитуда не достигнет порогового уровня ограничителя. При работе ограничителя амплитуда выходного сигнала остается постоянной. Для минимизации нелинейных искажений и ограничения выходного сигнала ограничитель должен иметь «мягкую» характеристику.

Схема на Рисунке 1, основанная на формирователе сигнала с мягкой характеристикой ограничения, содержит генератор с лест-

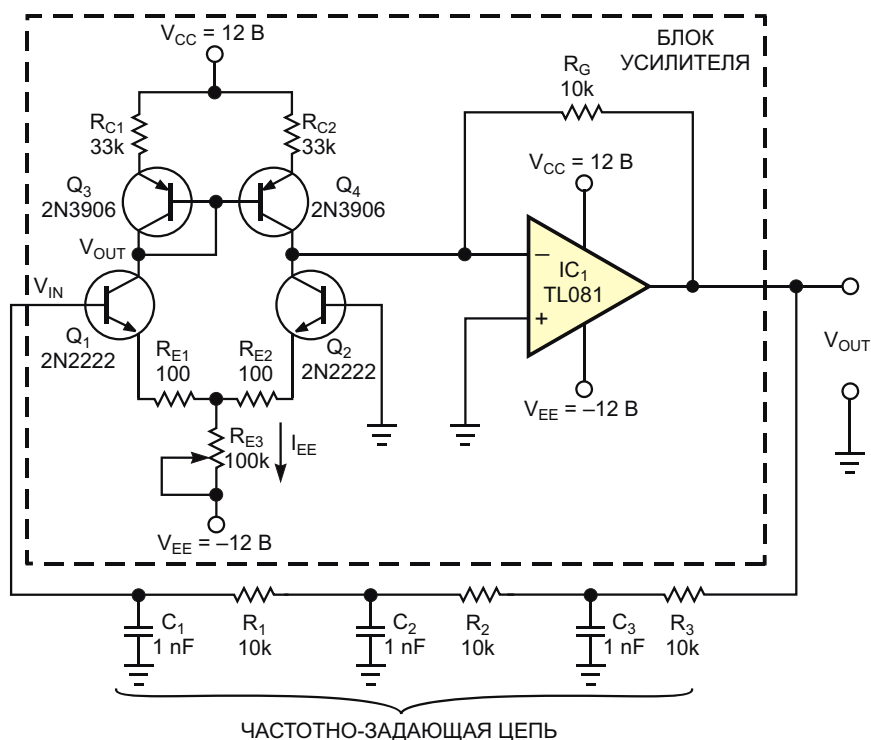


Рисунок 1. В схеме генератора с фазосдвигающей RC-цепочкой используется ограничитель амплитуды на транзисторах со связанными эмиттерами.

ничной фазосдвигающей RC-цепочкой и схему ограничителя, регулирующего амплитуду сигнала. Каждый из резисторов R_1 , R_2 и R_3 имеет сопротивление 10 кОм, а емкость каждого из конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 равна 1 нФ. Частота f_0 выходного сигнала V_{OUT} определяется следующим выражением:

$$f_0 = \frac{\sqrt{6}}{2 RC} = \frac{\sqrt{6}}{2 \cdot 10 \text{ кОм} \cdot 1 \text{ нФ}} \approx 39 \text{ кГц.}$$

Блок инвертирующего усилителя на Рисунке 1 включает дифференциальную пару с нелинейной передаточной характеристикой на транзисторах Q_1 и Q_2 и преобразователь ток-напряжение, основанный на операционном усилителе IC_1 . Для возникновения колебаний коэффициент усиления инвертирующего усилителя должен быть больше 29. Выбор подходящих значений тока смещения I_{EE} , сопротивлений эмиттерных резисторов транзисторной пары R_{E1} и R_{E2} и резистора R_{E3} формирует нелинейную передаточную характеристику усилителя, (зависимость V_{OUT} от V_{IN}), показанную на Рисунке 2.

При небольших входных напряжениях передаточная характеристика усилителя почти линейна. Однако большие значения входного напряжения переводят Q_1 и Q_2 в нелинейную область, уменьшая коэффициент усиления усилителя и вызывая постепенный изгиб передаточной характеристики. Ток зеркало, образованное транзисторами Q_3 и Q_4 , преобразует выходной сигнал дифференциальной пары Q_1 , Q_2 в несимметричный ток, который преобразуется в напряжение операционным усилителем IC_1 . В про-



Рисунок 2. Передаточная характеристика нелинейного усилителя показывает постепенное начало ограничения при входном напряжении примерно 100 мВ.

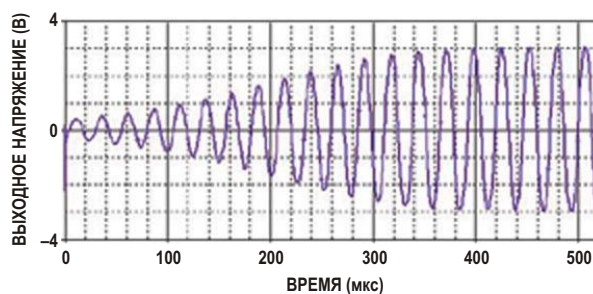


Рисунок 3. При указанных на схеме Рисунок 1 номиналах компонентов амплитуда выходного сигнала генератора достигает установившегося значения примерно за 400 мс, или за 15 периодов после запуска.

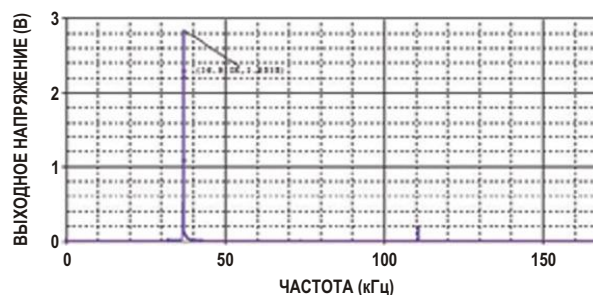


Рисунок 4. Спектр выходного сигнала генератора содержит лишь незначительную составляющую третьей гармоники.

тотипе схемы сопротивление калибровочного подстроечного резистора R_{E3} имело значение порядка 33 кОм. На Рисунке 3 представлена форма выходного напряжения генератора при использовании компонентов с номиналами, показанными на Рисунке 1, а Рисунок 4 демонстрирует спектральную чистоту выходного сигнала.

Ограничивающая функция нелинейного усилителя не зависит от частоты, поэтому схема удобна для использования с перестраиваемыми генераторами. Обратите внимание, что уровень характеристик схемы зависит от произведения коэффициента усиления микросхемы IC_1 на ее ширину полосы пропускания. Чтобы использовать ограничительную часть схемы с неинвертирующим усилителем, например, с мостовым генератором Вина, подайте напряжение входного сигнала на базу Q_2 и заземлите базу Q_1 . **PL**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL081](#)

Преобразователь на биполярном транзисторе запускается при напряжении 250 мВ

Louis Vlemincq

Electronic Design

Описанный ниже преобразователь, основанный на кремниевом биполярном транзисторе, способен работать при напряжении всего 250 мВ, что, возможно, может считаться рекордом для преобразователей, в которых не используются германиевые или полевые транзисторы. Как же это возможно? Транзисторы не имеют четкого порогового значения напряжения база-эмиттер, поскольку оно зависит от плотности тока и других факторов. Но 250 мВ, уж точно, намного ниже минимальных допустимых значений. Значит, должна быть какая-то хитрость, и вроде как она есть.

Самое сложное – запустить схему. Стартовав, преобразователь может легко поддерживать нужные напряжения, даже если напряжение питания упадет значительно ниже порога проводимости. Уловка состоит в том, чтобы в первый момент «подтолкнуть» колебания с помощью третьего провода, подключенного перед выключателем питания. Когда ключ закрыт, этот третий провод предварительно заряжает конденсатор C2 через резистор R3 (Рисунок 1).

Схема шунтирована резистором R4, благодаря которому конденсатор C2 заряжается

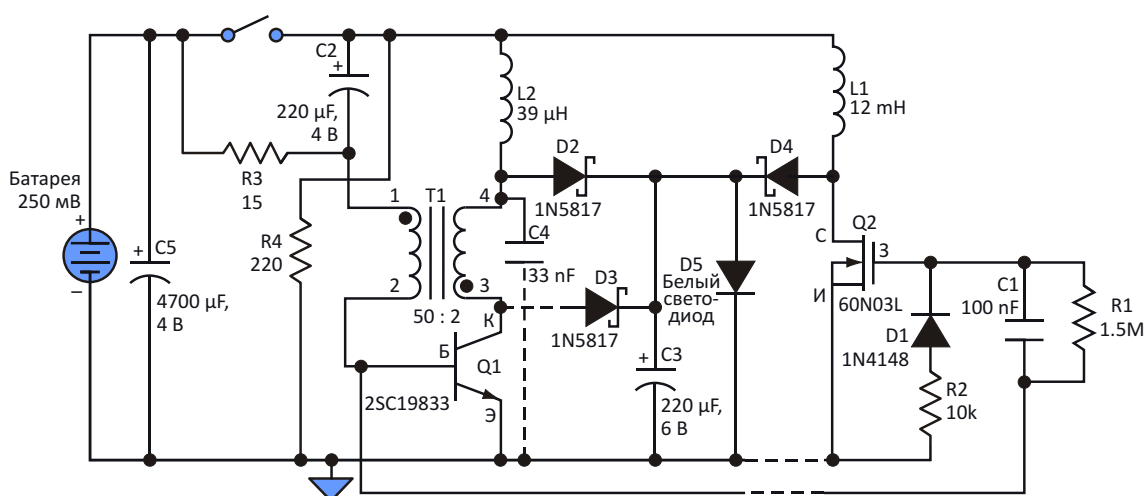


Рисунок 1. В схеме этого преобразователя используется третий провод, подключенный перед выключателем питания для первоначального «толчка», запускающего преобразователь при напряжении менее 250 мВ. В схеме применен кремниевый биполярный транзистор, а не германиевый или полевой транзистор с р-п переходом.

до напряжения питания. При замыкании переключателя потенциал отрицательной обкладки конденсатора C2 становится равным $V+$, что означает, что его положительный вывод теперь имеет потенциал, вдвое превышающий напряжение питания, то есть, 500 мВ. Этот потенциал смещает базу транзистора Q1 через трансформатор T1. 500 мВ – напряжение хотя и низкое, но достаточное для возникновения небольшого тока в транзисторе Q1, позволяющего колебаниям нарастать до тех пор, пока, наконец, не будет достигнут режим ограничения.

Второй важной особенностью этой схемы является использование трансформатора тока вместо обычной обратной связи по напряжению, получаемой от вспомогательной обмотки главного дросселя. Это гарантирует мощную и устойчивую генерацию за счет минимизации влияния неустойчивости напряжения и увеличения положительной обратной связи при увеличении нагрузки.

Трансформатор тока можно намотать на небольшом насыщающемся тороидальном или бусиновом ферритовом сердечнике двумя витками на первичной стороне и 50 витками на вторичной. Количество витков не критично и может быть подобрано для дос-

тижения наилучших результатов при используемых в схеме компонентах.

Коэффициент передачи тока насыщенного транзистора Q1 в этом примере равен 25. Выходное напряжение снимается с основного дросселя L2 через диод Шоттки D2. Изображенная на рисунке схема питает белый светодиод, но, подобрав подходящий стабилитрон, ее можно использовать с другими напряжениями и для других приложений. Для напряжений выше 5 В лучше использовать дополнительную повышающую обмотку на L2, поскольку при фактическом коэффициенте повышения более 30 дроссель L2 должен быть весьма высококачественным.

Элементы C4 и D3 не являются обязательными, но могут повысить КПД схемы. C4 образует контур с дросселем L2, а диод D3 возвращает часть энергии, накопленной в трансформаторе T1, обеспечивая повышение КПД примерно на 5%. Однако эти компоненты могут затруднить запуск схемы.

Собранный макет схемы отдавал в нагрузку 8.85 мА при выходном напряжении 3.02 В и входном токе 269 мА. Частота генерации составляла 8.3 кГц. КПД изменялся от 30% до 50%, в зависимости от выбранных компонентов и вносимых изменений. После запуска колебания могут поддерживаться до

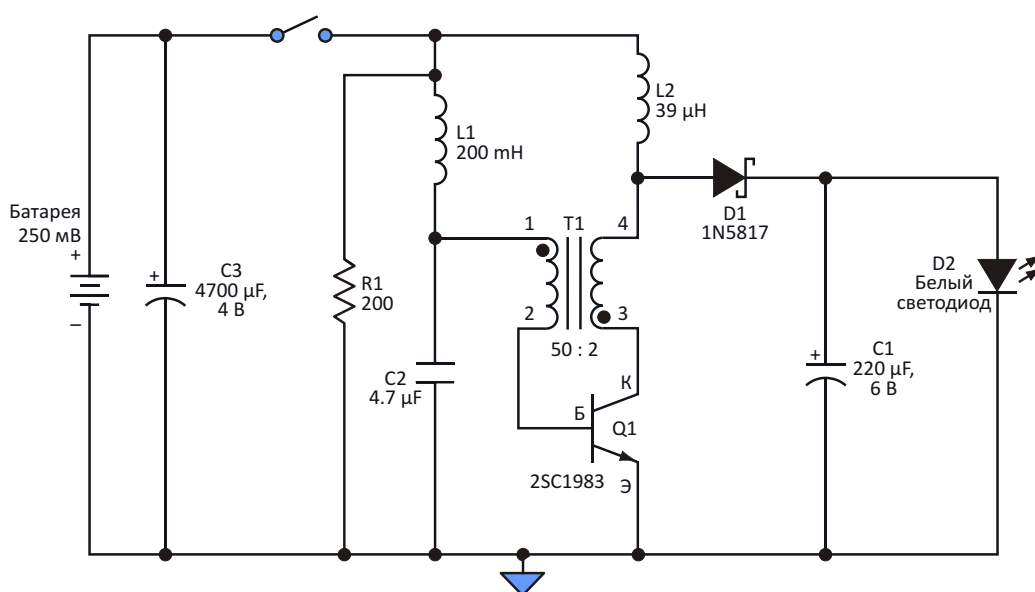


Рисунок 2. Вариант схемы на Рисунке 1, из которой исключен третий провод. Характеристики не так хороши, как у трехпроводной схемы.

напряжения 110 мВ. Однако при напряжении ниже 150 мВ извлечь полезную мощность невозможно.

Если требуется увеличить выходную мощность, очевидным решением является использование выходного напряжения для питания микросхемы контроллера импульсного преобразователя. Более простое решение – использовать импульсы преобразователя непосредственно для управления MOSFET Q2 с низким сопротивлением открытого канала. Схема ограничителя R1, R2, C1 и D1 сдвигает уровень управляющего сигнала, чтобы обеспечить надлежащее управление затвором Q2. При использовании подходящих компонентов возможно десятикратное увеличение мощности.

Для достижения максимального КПД необходимо снижать потери в соединениях и компонентах. Это, в первую очередь, сопротивление обмоток, контактное сопротивление ключа, эквивалентные последовательные сопротивления конденсаторов и напряжение насыщения транзистора Q1. Каждый миллиом влияет на конечный результат.

2SC1983 (Q1) – это ранняя модель супербета транзистора. Более новые типы, например, производимые компанией Diodes, позволят получить более хорошие результаты. Тесты, выполненные с рядом образцов от Diodes (ZTX1047, ZTX869), подтверждают этот факт. Выходная мощность была увеличена с 26.7 мВт до 102 мВт, а КПД от первоначального значения 39.7% вырос до 52%. Это означает, что многим приложениям дополнительный каскад преобразователя не потребуется.

Описанная схема может найти применение в широком спектре приложений сбора энергии, делая практичным использование таких источников, как одиночные солнечные

элементы, термоэлектрические генераторы, электроосмотические элементы, топливные элементы и низковольтные электрохимические пары. Можно воткнуть в землю пару разнородных металлических стержней и получить полезную мощность. Схема не обеспечивает стабилизации напряжения, потому что чудесной особенностью устройств сбора энергии является возможность сбросить любую избыточную мощность, например, на стабилитроне.

Версия схемы на Рисунке 2 снимает любые возражения, что на самом деле схема не стартует с 250 мВ, и что третий провод является своего рода «обманом». На рисунке показан двухпроводный вариант схемы. L1 и C2 образуют резонансный контур, и при включении питания в точке соединения L1 и C2 возникают затухающие колебания. Через пол периода полярность напряжения относительно положительной шины меняется на противоположную, и на T1 подается 500 мВ.

Вторая схема является скорее подтверждающим демонстратором, чем практическим предложением. Для правильной работы L1 и C2 должны иметь малые потери – диэлектрик C2 должен быть пленочным, а L1 должен иметь ферритовый сердечник, – что делает размеры каждого из этих компонентов соизмеримыми с размерами всей схемы. Но даже при использовании высококачественных компонентов характеристики схемы в этом случае хуже, чем у версии со «стартером»; для надежного запуска ей требуется 255 мВ по сравнению с 235 мВ для трехпроводной схемы. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes ZTX869](#)
2. [Datasheet Diodes ZTX1047](#)

Высокоэффективный карманный фонарик на белом светодиоде

Raju Baddi

EDN

В этой статье описан карманный фонарик на одном белом светодиоде, который можно разместить в пустой пластиковой трубе от клеящего карандаша. Схема состоит всего из нескольких общедоступных компонентов. Этот фонарик оказался очень долговечным; построенный автором прототип используется почти пять лет и до сих пор находится в хорошем рабочем состоянии.

Фонарик питается от одного никель-кадмиевого аккумулятора 1.2 В/2500 мА·ч (Рисунок 1). Простой транзисторный импульсный повышающий преобразователь,

основанный на катушке индуктивности с отводом, используется для эффективного повышения напряжения (КПД достигает примерно 80%) до уровня, необходимого для типичного белого светодиода – в данном случае приблизительно до 3 В. Q_1 и Q_2 образуют автоколебательный мультивибратор, генерирующий на своих коллекторах прямоугольные импульсы, сдвинутые по фазе на 180° .

Предположим, что при включении питания Q_2 закрыт, а Q_1 открыт. В этих условиях и при высоком уровне напряжения на коллекторе Q_2 транзистор Q_3 включен током, идущим

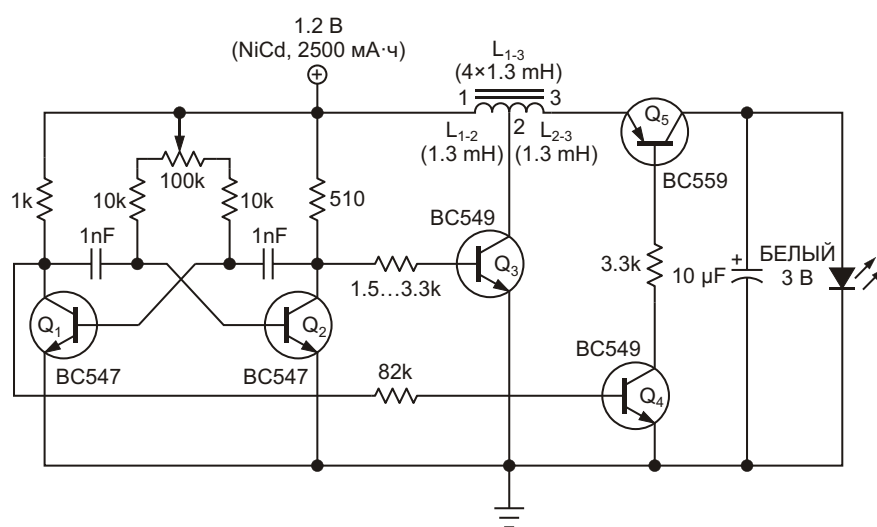


Рисунок 1. Белый светодиод питается от схемы повышающего преобразователя.

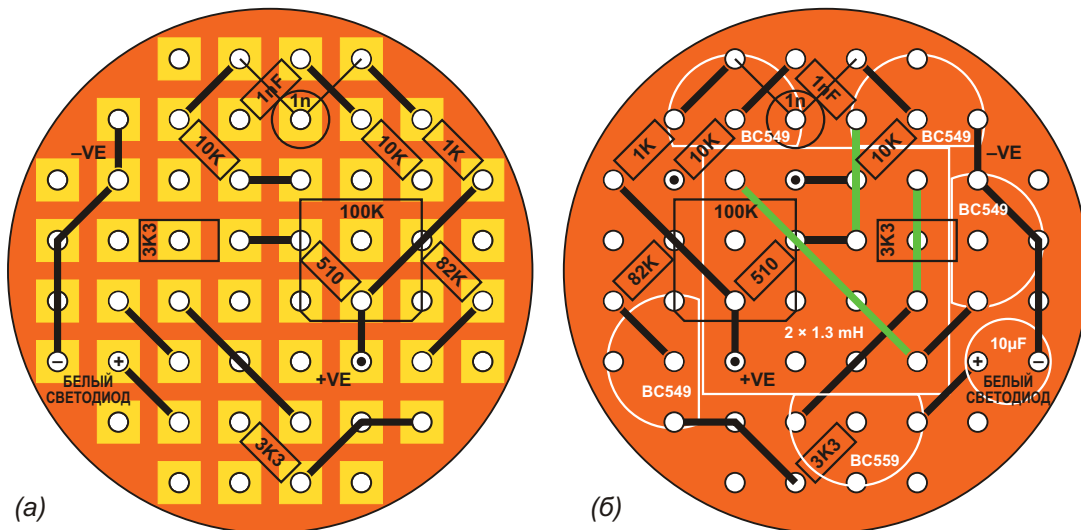


Рисунок 2. Компоненты схемы могут быть собраны на двух сторонах круглой макетной печатной платы. Соединения на нижней стороне изображены зеркально (а); размещение компонентов на верхней стороне показано белым цветом, а соединения – зеленым (б).

через коллекторный резистор транзистора Q_2 . При открытом Q_3 ток течет через первую половину дросселя (от вывода 1 к 2).

В конце этого первого полупериода работы мультивибратор переходит в другое состояние: Q_2 включается, а Q_1 выключается, и уровень напряжения на его коллекторе становится высоким. Q_3 закрыт, а Q_4 и Q_5 открыты током коллекторного резистора транзистора Q_1 . Теперь спадающий ток дросселя проходит через выводы 1 и 3. Поскольку индуктивности L_{1-2} и L_{2-3} равны и намотаны на общем

сердечнике, индуктивность L_{1-3} в четыре раза больше, чем L_{1-2} и L_{2-3} . Эта возросшая индуктивность (и соответствующие дополнительные витки на сердечнике) приводит к уменьшению величины тока, но увеличивает напряжение на светодиоде. Во время этой фазы через светодиод протекает ток, и одновременно заряжается конденсатор 10 мкФ. Фаза длится в течение времени, определяемого значениями RC в автоколебательной цепи.

По прошествии этого времени процесс повторяется: Q_1 включается, Q_2 выключает-

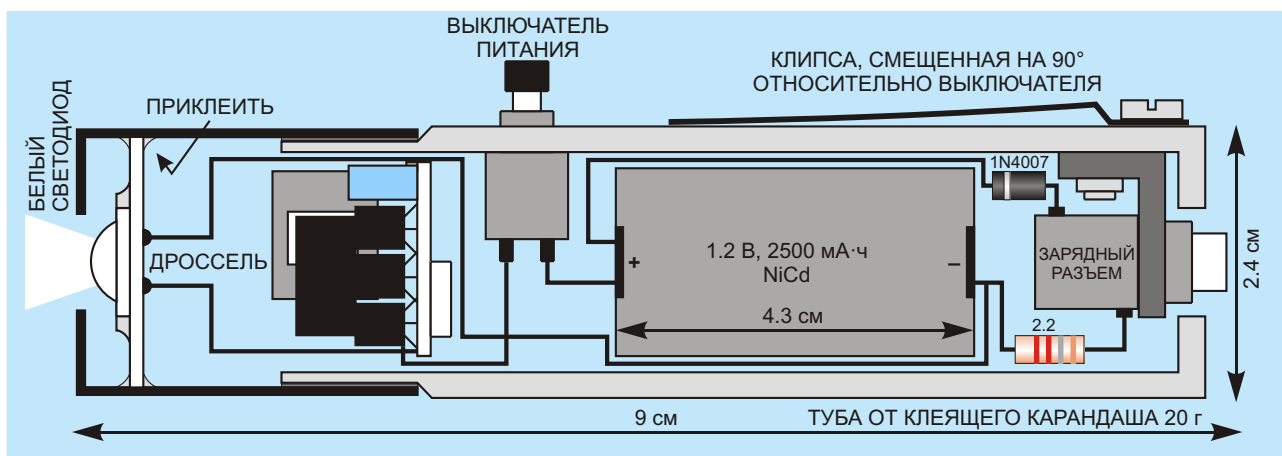


Рисунок 3. Фонарик на белом светодиоде может быть собран внутри пустой тубы из-под клеящего карандаша.

ся, а другие транзисторы переключаются, как описано ранее. Ток через выводы 1 и 2 снова увеличивается, накапливая энергию аккумулятора в дросселе. В этой фазе светодиод питается током конденсатора 10 мкФ.

На Рисунке 2 показано, как компоненты схемы могут быть собраны на двух сторонах круглой макетной платы. На Рисунке 3 показано, как можно разместить фонарик внутри тубы от клеящего карандаша. После того, как фонарик собран и включен, установите максимальную яркость потенциометром 100 кОм в автоколебательной цепи. Обратите внимание, что при необходимости увеличения энергии, запасаемой в дросселе L_{1-2} , параллельно Q_3 можно подключить дополнительный транзистор. Необходимость в этом определяется тем, насколько быстро и глубоко Q_3 переходит в насыщение.

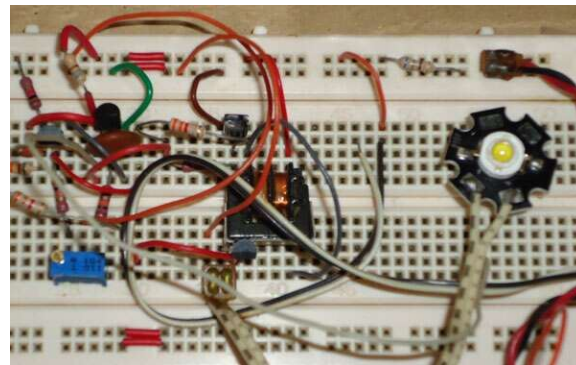


Рисунок 4. Фотография собранного макета схемы.

На Рисунке 4 представлена фотография собранного макета схемы. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Fairchild BC559](#)

Для защиты дорогостоящего оборудования от повреждения защелкиванием, даже там, где ЭСР заземления нет, можно добавить схему аварийного отключения питания, показанную на Рисунке 1. В нормальных условиях ток, идущий в защищаемые от ЭСР устройства, создает небольшое падение напряжения на измерительном резисторе R_6 . Делитель напряжения, образованный резисторами R_4 и R_5 , определяет пороговый уровень тока, включающего светодиод оптоизолятора IC_1 , и при нормальном рабочем токе светодиод выключен.

Выход микросхемы IC_1 управляет затвором нормально открытого MOSFET Q_1 . Когда происходит защелкивание, потребление тока источника питания быстро увеличивается – на порядок или более. Большое падение напряжения, возникающее на резисторе R_6 , открывает светодиод оптопары IC_1 , что, в свою очередь, включает фототранзистор IC_1 , и MOSFET Q_1 в течение несколько миллисекунд закрывается, прерывая подачу питания на устройства, чувствительные к электростатическим разрядам. Программа, управляющая системой, должна обеспечивать автоматическое восстановление после прерывания питания.

Взаимосвязь между пороговым током I_T и сопротивлениями резисторов R_4 и R_5 описывается следующей формулой:

$$\frac{R_4}{R_4} \frac{R_5}{R_4} \frac{I_T R_6}{V_{LED}},$$

где

V_{LED} – прямое падение напряжения на светодиоде,

$$I_T \frac{V_{LED}}{R_6},$$

$$V_{CC} > V_{LED}.$$

Значение порогового тока I_T должно быть больше или равно прямому падению напряжения на светодиоде оптоизолятора, деленному на сопротивление токоизмерительного резистора R_6 . Кроме того, нестабилизированное напряжение источника питания должно превышать прямое падение на светодиоде. Резистор R_1 обеспечивает путь для тока утечки базы IC_1 , а резисторы R_3 и R_2 определяют пороговое напряжение выключения на затворе MOSFET Q_1 .

Прямое падение напряжение на светодиоде оптоизолятора равно 1.2 В. При показанных на Рисунке 1 номиналах компонентов схема мгновенно прерывает V_{CC} , если ток источника питания, индуцированный электростатическим разрядом, превышает примерно 300 мА. Общая стоимость шести резисторов, одного MOSFET и одного оптоизолятора составляет приблизительно \$1 (в больших партиях). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MOC211M](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BSS138](#)

Схема блокировки защищает импульсный регулятор напряжения

EDN

Многие разработчики блоков питания предпочитают отключать регулятор в случае перегрузки по току или другой нештатной ситуации. Однако далеко не все ШИМ контроллеры имеют внутреннюю поддержку функции отключения. Зато большинство из них имеют выход флага «Питание в норме» (PGOOD) и вход разрешения. Такую функцию отключения, требуя минимальных затрат и занимая немного места на плате, добавляет схема, изображенная на Рисунке 1. Конструкция основана на микросхеме LMS33460 – супервизоре питания в крошечном пятивыводном корпусе SC-70. Ее просто нужно объединить с несколькими небольшими пассивными компонентами, и схема готова.

Когда уровень сигнала на входе РАЗРЕШЕНИЕ становится высоким, напряжение на верхней по схеме обкладке конденсатора C_1 быстро нарастает до 5 В. Поскольку выходное напряжение еще не достигло номинального значения, уровень сигнала на выводе PGOOD остается низким, заряжая конденсатор C_1 через резистор R_1 . В момент включения напряжение на C_1 равно нулю, поэтому напряжение на выводе 5 микросхемы IC_1 равно 5 В и начинает спадать с постоянной времени, определяемой номиналами C_1 , R_1 и R_2 . Если выходное напряжение не достигает нормального рабочего уровня до того, как напряжение на выводе 5 упадет ниже порога 3 В, IC_1 выставляет на своем

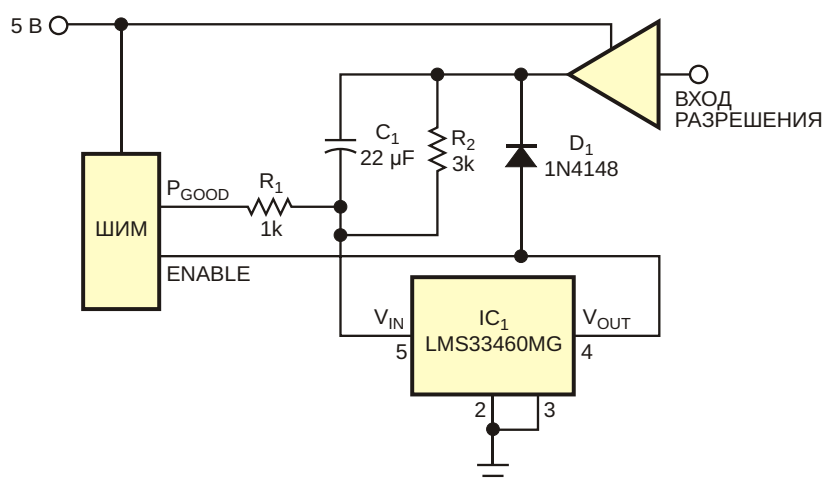


Рисунок 1. Эта схема добавляет возможность отключения к ШИМ контроллеру, не имеющему такой функции.

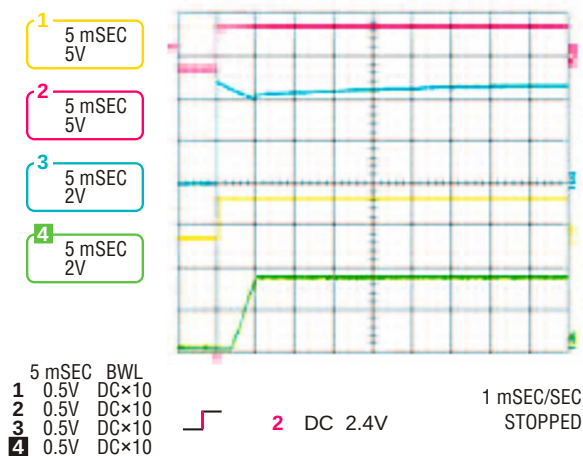


Рисунок 2. Эти осциллограммы соответствуют нормальному запуску схемы на Рисунке 1.

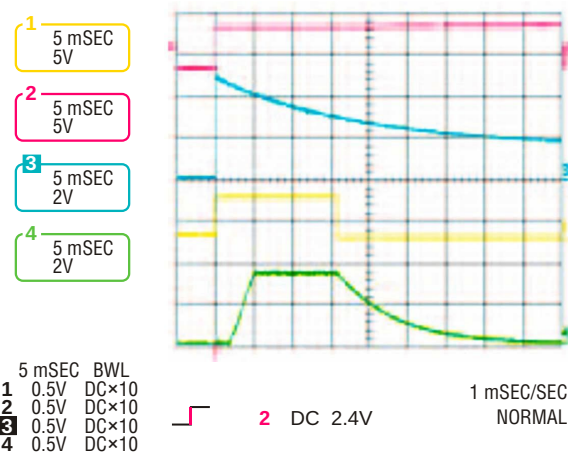


Рисунок 3. Эти осциллограммы иллюстрируют ситуацию, когда при запуске двухканального регулятора один из его выходов закорочен.

выходе сигнал низкого уровня и блокирует регулятор.

Однако если выход переходит в режим стабилизации до истечения времени отключения, уровень PGOOD становится высоким, и C_1 начинает разряжаться, увеличивая напряжение на выводе 5 и сохраняя питание включенным. Резистор R_2 обеспечивает микросхему IC_1 питанием в пару вольт, чтобы поддерживать ее работу в случае отключения регулятора, а диод D_1 удерживает низкий уровень на входе ENABLE микросхемы ШИМ, когда команда включения системы устанавливает низкий уровень на входе (РАЗРЕШЕНИЕ). В качестве C_1 можно использовать небольшой танталовый или керамический конденсатор. Керамический конденсатор должен быть с хорошим диэлектриком, таким, например, как X5R. Кроме того, установление напряжения питания 5 В менее чем за 1 мс или около того может исключить формирование сигнала

ENABLE, и вся схема будет просто работать от источника 5 В.

На Рисунке 2 показаны формы сигналов в схеме, когда ее запуск происходит в штатном режиме, а осциллограммы на Рисунке 3 соответствуют случаю, когда второй выход двухканального регулятора закорочен. На обоих рисунках верхняя осциллограмма – это сигнал включения системы (ВХОД РАЗРЕШЕНИЯ), вторая осциллограмма – вывод 5 микросхемы IC_1 , третья – сигнал включения ШИМ (ENABLE) на выводе 4 микросхемы IC_1 , а нижняя – выходное напряжение регулятора. Как видно из Рисунка 3, в тот момент, когда напряжение на выводе 5 микросхемы IC_1 спадает до 3 В, уровень сигнала ENABLE на входе микросхемы ШИМ становится низким, и регулятор выключается. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMS33460MG](#)

Дифференциальному усилителю не нужен источник питания

Shyam Tiwari

EDN

Истинно дифференциальный усилитель с высокоимпедансными входами и биполярным выходом, не нуждающийся в источнике питания, будет иметь явные преимущества при удаленных измерениях. Благодаря биполярному выходу, такой усилитель будет более

хорошим выбором, чем униполярный прибор с токовой петлей 4-20 мА. Он также мог бы улучшить синфазные характеристики схемы. На Рисунке 1 микросхема IC₂ аналогового

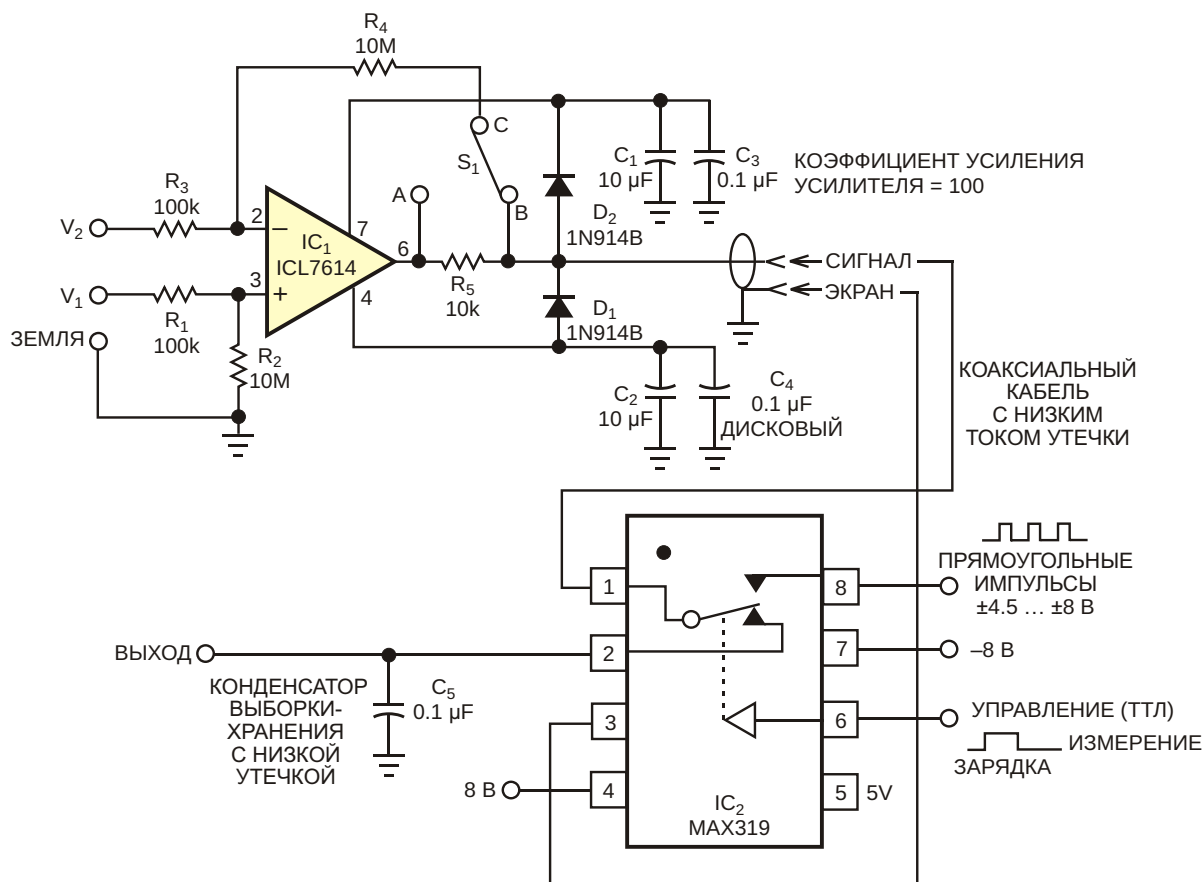


Рисунок 1. Высокоимпедансный дифференциальный усилитель полезен при удаленных измерениях, поскольку не нуждается в местном источнике питания.

коммутатора MAX319 компании Maxim подает питание через коаксиальный сигнальный кабель на конденсаторы хранения заряда C_1 и C_2 . Аналоговый ключ передает в схему зарядки сигналы как положительной, так и отрицательной полярности, когда его сигнал УПРАВЛЕНИЕ имеет высокий (ТТЛ) уровень. В то же время на выходе используется конденсатор выборки-хранения для запоминания последнего аналогового сигнала на время цикла зарядки. Таким образом, схема никогда не теряет сигнал, пока чередование циклов зарядки и измерения поддерживает темп синхронизации в определенных пределах.

Если время измерения значительно превышает время зарядки, емкости конденсаторов C_1 и C_2 можно увеличить. Ключ S_1 подключает резистор обратной связи R_4 либо напрямую к конденсатору выборки-хранения

C_5 , либо перед резистором R_5 , чтобы образовать фильтр нижних частот R_5 - C_5 . В любом случае R_5 выполняет защитную функцию во время периода зарядки, обеспечивая сопротивление нагрузки 10 кОм для микросхемы IC_1 – маломощного усилителя MAX7614 с низкими токами смещения. Этот усилитель является улучшенной версией микросхемы ICL7611. Описанная схема использовалась для усиления сигнала термопары без коррекции холодного спая. Она также пригодна для усиления слабых биполярных токовых сигналов с диапазоном от ± 10 пА до ± 1 нА, при этом для преобразования тока в напряжение будет нужен только резистор R_4 . **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim ICL7614](#)
2. [Datasheet Maxim MAX319](#)

Для управления яркостью светодиодов требуются всего две линии

Jerry Wasinger

EDN

Изображенная на Рисунке 1 схема обеспечивает 32-уровневое управление яркостью подсветки приборной панели всего по двум линиям портов ввода/вывода микропроцессора. Кроме того, схема занимает мало места на плате, поскольку в ней используются всего три устройства в корпусе SOT-23 и одно в корпусе μ Max. Хотя на Рисунке 1 показана схема, управляющая белыми светодиодами, нагрузкой также может быть двигатель постоянного тока или лампа накаливания. Основу схемы составляет модифицированный релаксационный генератор на триггере Шмитта

(Рисунок 2). Уровень сигнала на выходе IC₁ высокий, когда

$$k > CkR_p \ln \frac{V_{CC}}{V_D} \frac{V_D}{V_P},$$

где

k – позиция движка,

V_{CC} – напряжение питания,

V_D – напряжение на диоде,

V_N и V_P – пороговые напряжения триггера Шмитта.

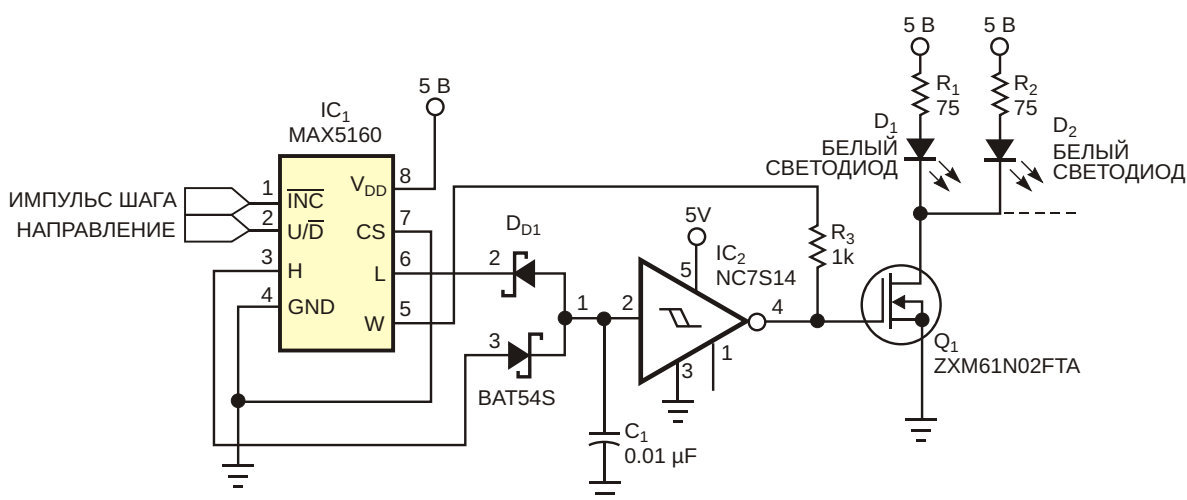


Рисунок 1. Управляя коэффициентом заполнения импульсов генератора на триггере Шмитта, можно получить 32 уровня яркости светодиодного дисплея.

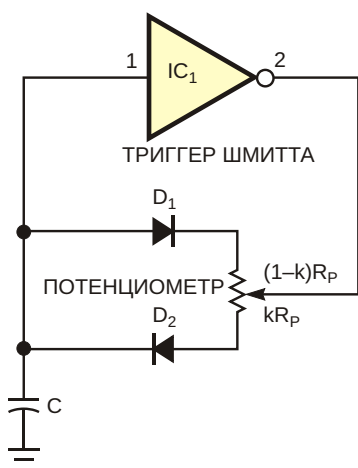


Рисунок 2. Коэффициентом заполнения импульсов генератора на триггере Шмитта управляет цифровой потенциометр MAX5160.

Уровень сигнала на выходе IC₁ низкий, когда

$$L \quad C(1-k)R_p \ln \frac{V_D}{V_D} \frac{V_P}{V_N} .$$

Период (T) и коэффициент заполнения (DC) равны

$$T \quad L \quad H$$

и

$$DC \quad \frac{100}{T} \cdot H$$

На первый взгляд, расчет коэффициента заполнения с помощью вышеприведенных формул может показаться утомительным алгебраическим упражнением. Но если подставить V_{CC} , V_D , V_N и V_P под знаки логарифма в двух логарифмических выражениях, результаты будут близки по значениям. Это позволяет упростить расширенное решение уравнения для коэффициента заполнения до

$$DC \quad 100 \frac{kR_p}{(1-k)R_p} \frac{100}{kR_p} \frac{kR_p}{R_p} \quad 100k.$$

Основываясь на приведенных выше соотношениях, можно увидеть, что коэффициент заполнения схемы не только линейно следует за положением движка, но и не зависит от выбранных компонентов. Выбор компонентов влияет только на центральную частоту

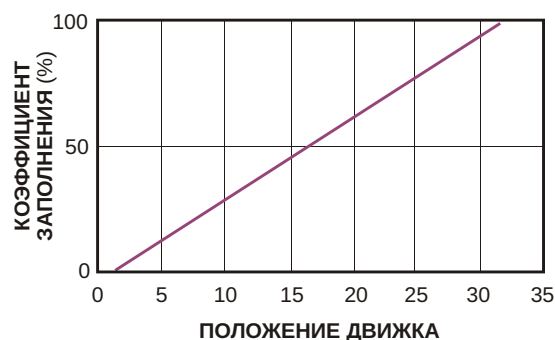


Рисунок 3. Коэффициент заполнения импульсов генератора на триггере Шмитта является линейной функцией положения движка потенциометра.

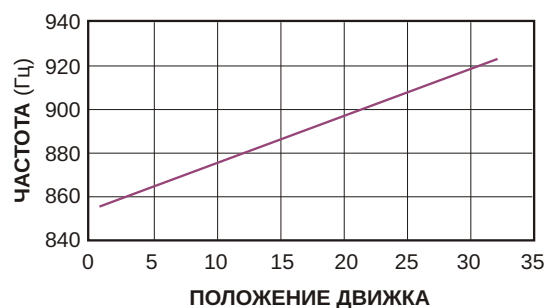


Рисунок 4. Частота также зависит от положения движка, но не влияет на характеристики схемы.

колебаний. Приближенная формула для рабочей частоты имеет вид

$$f \quad \frac{1.75}{CR_p} .$$

В этой схеме используется цифровой потенциометр MAX5160, полное сопротивление которого составляет 200 кОм, в комбинации с конденсатором емкостью 10 нФ. Эта комбинация дает рабочую частоту порядка 875 Гц. Обратите внимание, что небольшие несоответствия двух логарифмических членов приводят к незначительному изменению частоты при регулировке коэффициента заполнения. Графики зависимости коэффициента заполнения и рабочей частоты от положения движка потенциометра показаны на Рисунках 3 и 4, соответственно. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX5160](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor NC7S14](#)
3. [Datasheet Diodes BAT54S](#)
4. [Datasheet Diodes ZXM61N02F](#)

Буферный усилитель и светодиод улучшают работу ШИМ-контроллера при легких нагрузках

Gregory Mirsky

EDN

Выпускаемая Texas Instruments микросхема UCC3895 может послужить хорошей основой для высокоэффективного импульсного источника питания с широтно-импульсной

модуляцией, который может быть сконфигурирован для работы либо в режиме управления по току, либо по напряжению. Разработанная для управления полномостовым инвер-

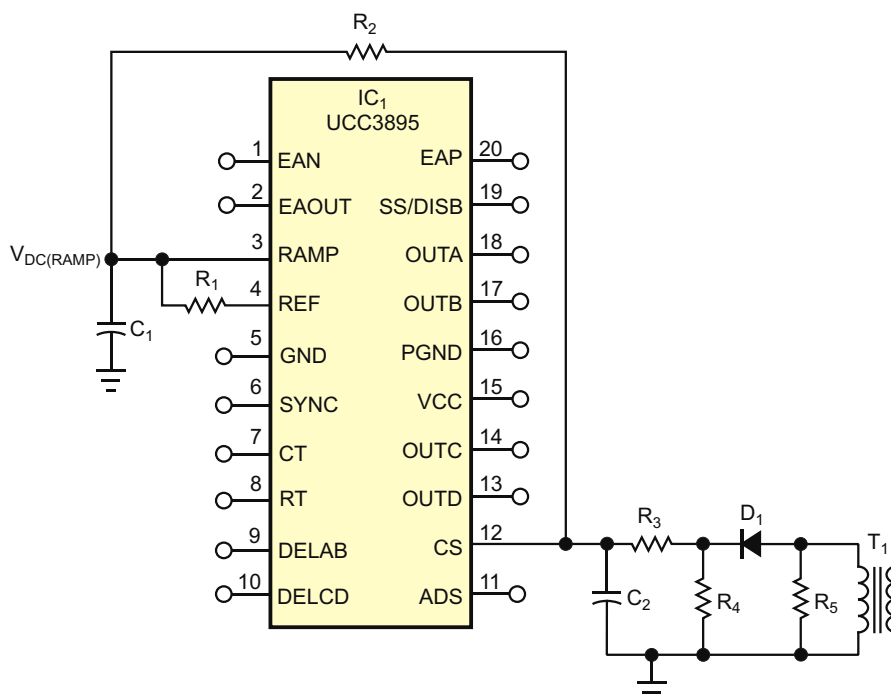


Рисунок 1. Дополнительный резистор R_1 помогает улучшить работу популярного контроллера импульсного источника питания при легких нагрузках за счет устранения асимметрии выхода.

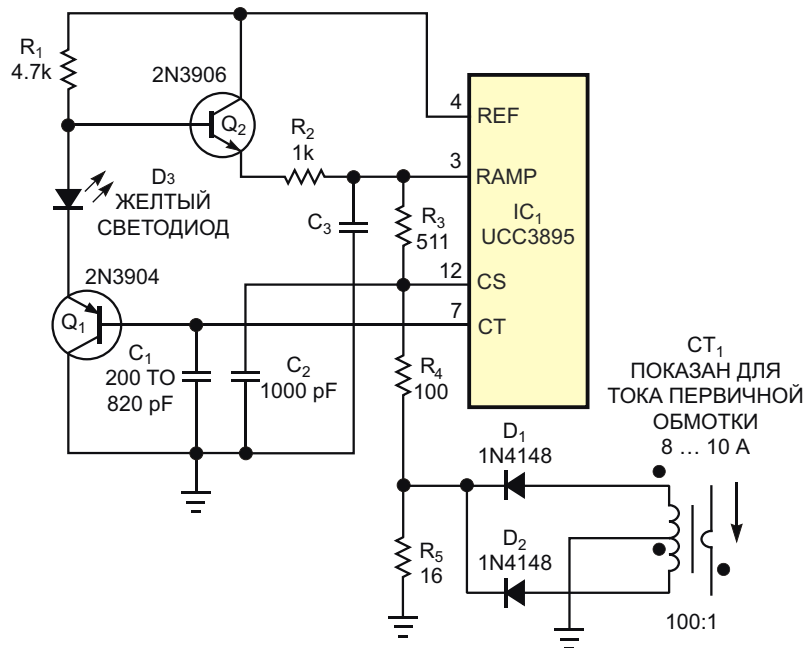


Рисунок 2. Для улучшения характеристик добавьте усилитель со сдвигом уровня в цепь прохождения линейно нарастающего напряжения.

торным блоком питания с использованием двух пар комплементарных выходов OUTA ... OUTD, схема управляет мощностью посредством сдвига фазы на выходах C и D относительно A и B. Подробное описание можно найти в технической документации изготовителя. Однако при легкой нагрузке и режиме управления по току контроллер в начальный момент может формировать на выходах с запаздывающей фазой C и D импульсы асимметричной ширины. Полное описание проблемы и путь ее обхода приведены в [1].

К сожалению, обходной путь приводит к новым проблемам, когда микросхема используется в других реализациях схемы. На Рисунке 1, взятом из [1], показан фрагмент схемы, в которой UCC3895 работает в режиме управления по пиковому току, а подтягивающий резистор R_1 обеспечивает постоянное смещение для линейно изменяющегося напряжения. Однако в значительном диапазоне уровней пилообразного напряжения диод D_1 закрыт и, следовательно, сужает динамический диапазон источника питания, отсекая часть пилообразного напряжения на выводе 3 микросхемы IC_1 .

На Рисунке 2 показан другой подход, который, хотя и требует дополнительных компо-

нентов, но обеспечивает полный размах пилообразного напряжения на выводе 3 IC_1 и добавляет постоянное смещение приблизительно 1 В, требуемое в техническом описании. Транзисторы Q_1 и Q_2 , резисторы R_1 и R_2 , и светодиод D_3 образуют усилитель-повторитель пилообразного напряжения, снимаемого с времязадающего конденсатора C_1 , подключенного к выводу 7 микросхемы IC_1 . За счет смещения на постоянный уровень пилообразного напряжения, подаваемого на вход IC_1 , такая конфигурация обеспечивает надежную работу в режиме управления по току во всем диапазоне нагрузок – от холостого хода до максимального выходного тока. Желтый светодиод D_3 выполняет смещение уровня на 1.7 В без существенных потерь сигнала. Не указанные на схеме номиналы компонентов зависят от конкретного приложения. **РЛ**

Ссылки

1. Mappus, S, "UCC3895 OUTC/OUTD Asymmetric Duty Cycle Operation," Texas Instruments Application Report, SLUA275, September 2002.

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments UCC3895QG3](#)

Композитный инструментальный усилитель превосходит однокристальное устройство по полосе пропускания, смещению и шумам

Marian Stofka

EDN

Хотя преобладающей системой счисления в электронике является двоичная, при взаимодействии человека с машиной используется набор десятичных чисел. По этой причине в

конструкции часто требуются усилители с коэффициентами усиления, программируемыми ступенями по степеням 10. В настоящее время Analog Devices выпускает монолитный

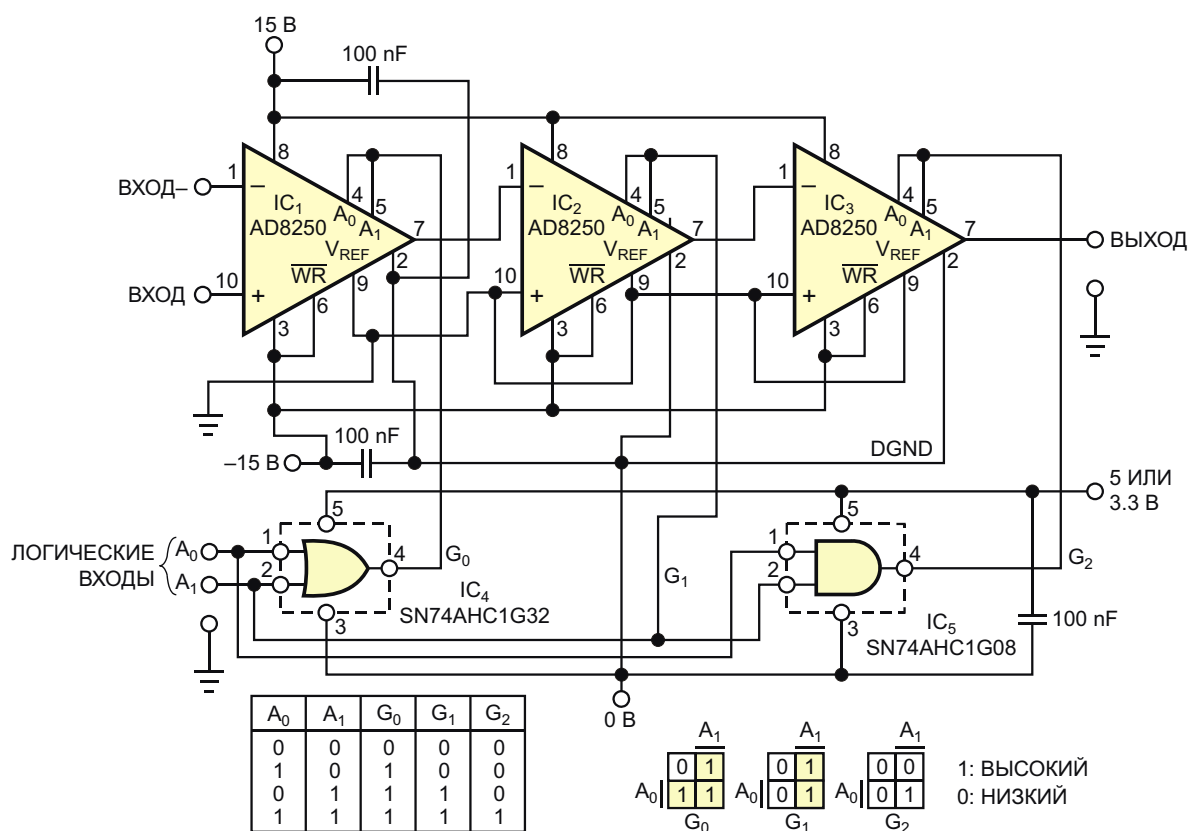


Рисунок 1. Несмотря на то, что этот инструментальный усилитель с цифровым программированием коэффициента усиления состоит из пяти корпусов микросхем, его типовая полоса пропускания достигает 1.9 МГц при коэффициенте усиления 1000 и, таким образом, покрывает мегагерцовый диапазон при любом из установленных коэффициентов усиления 1, 10, 100 и 1000.

инструментальный усилитель AD8253, который позволяет цифровым кодом задавать коэффициенты усиления напряжения, равные 1, 10, 100 и 1000. При небольших коэффициентах усиления эта микросхема имеет широкую полосу пропускания, но выбирая коэффициент усиления 1000, вы неизбежно жертвуете этой полосой. Если ваше приложение требует полосы пропускания, достигающей мегагерц при коэффициенте усиления 1000, и если низкое смещение и хорошие шумовые характеристики важнее сложности и стоимости схемы, то помочь в реализации этих требований может составной усилитель (Рисунок 1).

Композитный усилитель представляет собой каскад из трех усилителей AD8250 с цифровым программированием усиления – IC₁, IC₂ и IC₃. Коэффициент усиления AD8250 можно программно установить равным 1, 2, 5 и 10. Поскольку в данном случае интерес пред-

ставляют только коэффициенты усиления 1 и 10, 2-битными словами, соответствующими этим двум значениям усиления, будут ноль и три в двоичном коде, поэтому два логических вывода каждой из этих трех микросхем соединяются. Типовая полоса пропускания AD8250 при коэффициенте усиления 10 равна 3.8 МГц, а гарантированное значение составляет 3 МГц. В результате получается составной усилитель, полоса пропускания которого составляет 1.9 МГц при коэффициенте усиления 1000, что более чем в шесть раз лучше, чем у однокристалльного AD8253. Низкочастотные шумы составляют менее 40% от шумов однокристалльного устройства. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8250](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8253](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC1G08](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74AHC1G32](#)

Расширение шкалы стрелочного вольтметра

Abel Raynus

EDN

Испытательное оборудование для производственной линии должно быть простым для понимания пользователя (читай «защищенным от дураков») и обеспечивать минимальное время тестирования. Во многих случаях испытательная установка должна давать оператору только один ответ: годен или брак. Обычно эту роль выполняют два индикатора: зеленый для годных изделий и красный для брака. В большинстве приложений датчик преобразует проверяемый параметр в напряжение, а испытательная установка должна измерить это напряжение и отобразить результат. Но иногда оператору

необходимо наблюдать за динамикой контролируемого параметра, чтобы убедиться, что результаты находятся в допустимой «зеленой зоне». Например, при анализе поведения регулируемой системы оператору часто интересно знать отклонение параметра и оценку его среднего значения после того, как процесс достигнет установившегося состояния (Рисунок 1). В этой ситуации использование аналогового измерителя с отмеченными на шкале красной и зеленой зонами предпочтительнее использования цифрового или шкального светодиодного дисплея.

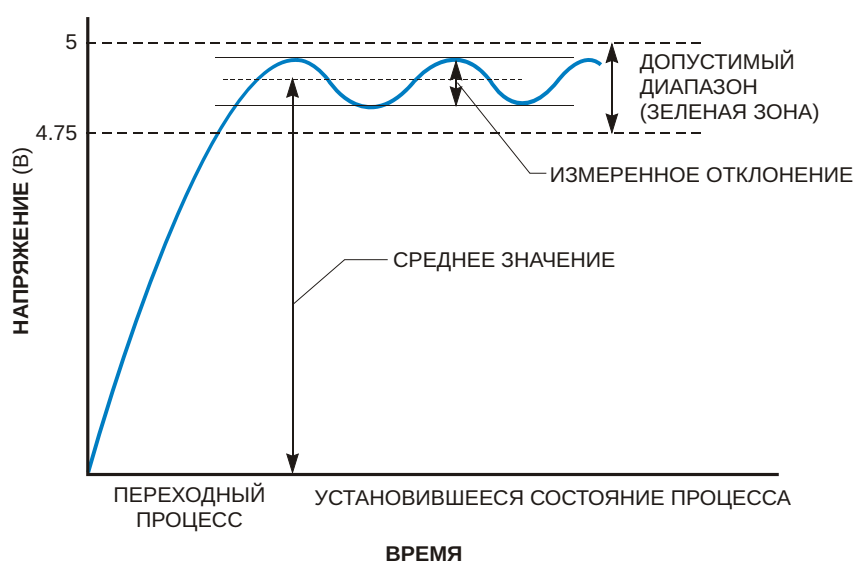


Рисунок 1. Желательно наблюдать отклонения значений напряжения внутри допустимой «зеленой зоны».

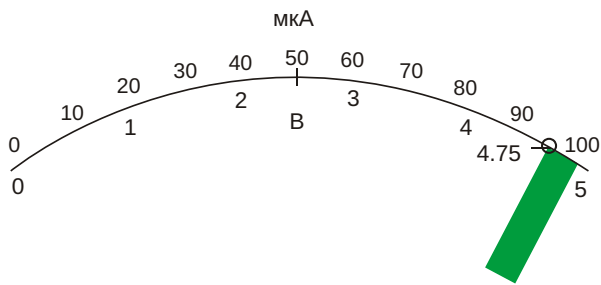


Рисунок 2. Когда зеленая зона составляет всего 10% от полной шкалы, трудно увидеть отклонения от нормы.

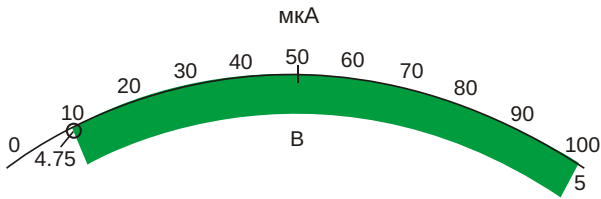


Рисунок 3. Расширение зеленой зоны до 90% от полной шкалы значительно упрощает считывание показаний.

Предположим, что диапазон тестируемого напряжения составляет от 4.75 до 5 В. Чтобы сделать вольтметр с максимальным показанием 5 В на основе микроамперметра постоянного тока со шкалой 100 мкА, вы должны были бы использовать последовательный резистор 50 кОм. Шкала измерителя линейна, и на зону тестируемого напряжения приходится всего 5% от полной шкалы (Рисунок 2). Наблюдать за показаниями прибора в такой узкой зоне оператору сложно. Было бы желательно расширить зону тестируемых напряжений, скажем, до 90% от полной шкалы (Рисунок 3). Именно это и делает схема на Рисунке 4. Если контролируемое напряжение V_{TEST} ниже порогового напряжения V_2 , диод D_1 закрыт, и вольтметр состоит из микроамперметра и резистора R_1 . Когда контролируемое напряжение превышает порог V_2 , диод открывается, и резистор R_2

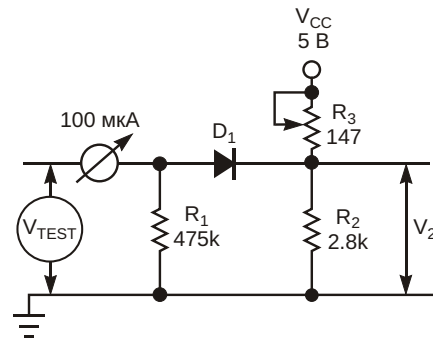


Рисунок 4. Эта простая схема расширяет наблюдаемый диапазон результатов испытаний до 90% от полной шкалы.

подключается параллельно R_1 . Сопротивление вольтметра уменьшается, тем самым, расширяя шкалу измерений. Сопротивления резисторов R_1 , R_2 и R_3 можно рассчитать описанным ниже способом.

Напряжение 4.75 В в начале тестируемой зоны должно составлять 10% шкалы при соответствующем токе 10 мкА. Следовательно, без учета внутреннего сопротивления микроамперметра сопротивление резистора R_1 равно 4.75 В/10 мкА или 475 кОм.

После того, как измеряемое напряжение превысит пороговый уровень 4.75 В, сопротивление вольтметра становится равным

$$R_{1,2} = \frac{(5 - 4.75) \text{ В}}{(100 - 10) \text{ мкА}} = 2.8 \text{ кОм.}$$

Следовательно,

$$\frac{R_1 R_{1,2}}{R_1 + R_{1,2}} = \frac{475 \cdot 2.8}{475 + 2.8} = 2.8 \text{ кОм}$$

и

$$R_3 = R_2 \frac{V_{CC}}{V_2} = 2.8 \frac{5}{4.75} = 147 \text{ Ом. РЛ}$$

Ионистор помогает маленькой батарейке отдавать большой ток

Yongping Xia

EDN

Некоторым устройствам с батарейным питанием требуется большой ток в течение короткого периода времени, но большую часть времени они проводят в спящем режиме. Даже если среднее потребление тока невелико, большой кратковременный ток нагрузки требует больших батарей. Например, система работает в течение 1.5 секунд каждые 10 часов и во время работы потребляет 500 мА при напряжении 3.3 В. Хотя средний ток составляет всего 21 мкА, маленькая дисковая батарейка с такой большой нагрузкой не справится.

Чтобы решить эту проблему и исключить необходимость в больших батареях, в схеме на Рисунке 1 реализовано постепенное накопление энергии в ионисторе. Устройство отдает энергию, когда это потребуется. Так как внутреннее сопротивление ионистора очень мало, кратковременный ток может легко превысить несколько ампер.

Поскольку дисковая литиевая батарейка выдает 3 В, а номинальное напряжение ионистора составляет 2.5 В, в схеме используется управляемый напряжением коммутатор, отключающий батарейку, когда напряже-

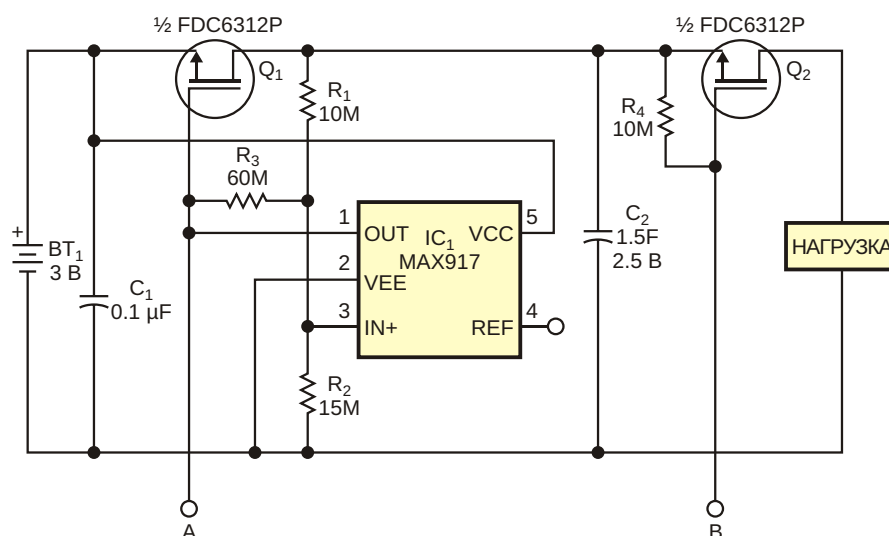


Рисунок 1. Ионистор помогает маленькой батарейке отдавать большие импульсы энергии.

ние на ионисторе достигает 2.2 В. В конструкции использован ионистор 1.5 Ф/2.5 В типа A1030-2R5155, производимый компанией PowerStor. Микромощный компаратор напряжения IC₁ с внутренним источником опорного напряжения 1.245 В измеряет напряжение на ионисторе. Резистор R₃ устанавливает ширину петли гистерезиса компаратора, равной 0.5 В. Если напряжение ниже 1.7 В, уровень выходного сигнала компаратора низкий, и, соответственно, р-канальный MOSFET Q₁ открыт. В это время батарея заряжает ионистор. Когда напряжение на ионисторе достигает 2.2 В, уровень выхода компаратора становится высоким, и транзистор Q₁ закрывается. Этот переход от низкого уровня к высокому в точке А можно использовать в качестве индикатора завершения заряда аккумулятора или для активации другого устройства, например, линии прерывания микроконтроллера.

Q₂, другой р-канальный MOSFET, управляет разрядом ионистора. При плавающем входе В ключ разомкнут. Когда устройство с открытым стоком или открытым коллектором

подтягивает вход В к земле, ключ замыкается. Поскольку при замкнутом ключе напряжение на ионисторе постоянно снижается, для поддержания стабильного выходного напряжения можно использовать повышающий DC/DC преобразователь. Выберите преобразователь с минимально возможным рабочим входным напряжением, чтобы забирать от ионистора максимальную энергию. Например, для получения стабилизированного выходного напряжения 3.3 В можно использовать микросхему LTC3402. После запуска LTC3402 может продолжать работу при входных напряжениях, начиная всего от 0.5 В. Энергия, запасенная в ионисторе, равна

$$0.5V^2C$$

или

$$0.5[(2.2\text{ В})^2 \times 1.5\text{ Ф} - (0.5\text{ В})^2 \times 1.5\text{ Ф}] = 3.4\text{ Дж. ПЛ}$$

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX917](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor FDC6312P](#)
3. [Datasheet Analog Devices LTC3402](#)

Монитор тока верхнего плеча работает при высоком напряжении

Greg Sutterlin u Brian Whitaker, Maxim Integrated Products

EDN

Самым простым методом измерения тока соленоида или двигателя является контроль идущего в землю тока с помощью резистивного элемента, включенного между нагрузкой и землей. Поскольку устройство и связанная с ним электроника имеют общий земляной потенциал, достаточно усиливать только токовый сигнал, идущий в землю. Такой подход, однако, не позволяет обнаруживать короткое замыкание нагрузки на землю, что может привести к перегрузке верхнего плеча схемы драйвера. Чтобы избежать таких ситуаций, нужно контролировать ток в верхнем плече, что дает возможность фиксировать короткие замыкания и подобные неисправности, которые могут возникнуть после датчика тока. Контроль тока в верхнем плече имеет свои преимущества, но находит ограниченное применение из-за нехватки приборов, способных работать с высокими уровнями напряжения, распространенными в отрасли – от 24 В до многих сотен вольт. Общедоступные микросхемы могут работать при напряжениях до 32 и 76 В, но даже 76 В недостаточно для многих приложений. На Рисунке 1 показан простой способ адаптации стандартного 32-вольтового устройства для использования его при любых уровнях напряжений с учетом ограничений, обусловленных внешними компонентами. (Компоненты схемы на Рисунке 1 могут выдерживать напряжение 130 В).

Для токов нагрузки более 30 мА точность схемы лучше 1%. Каскад с токовым выходом микросхемы IC₁ позволяет легко реализовать токовое зеркало, необходимое для смещения уровня выходного сигнала к земле. Таким образом, можно легко контролировать сиг-

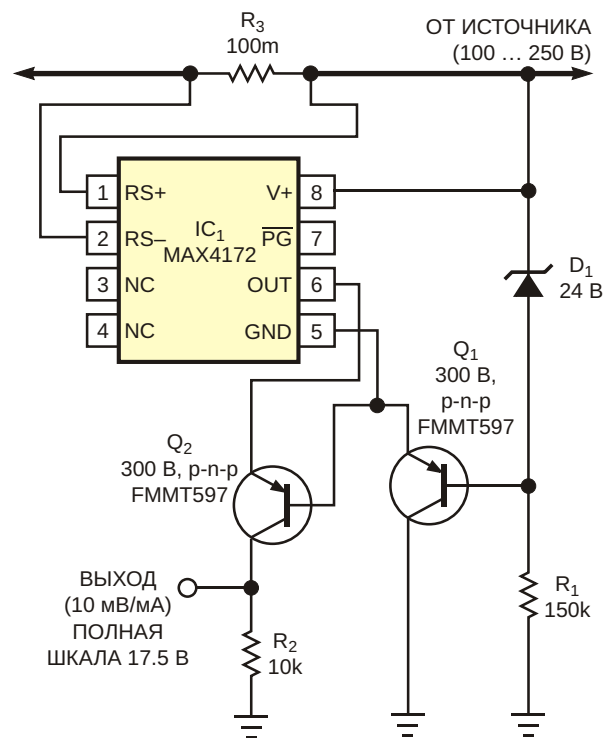


Рисунок 1. Эта схема позволяет 36-вольтовой микросхеме токоизмерительного усилителя работать с синфазными напряжениями до 130 В.

нал, привязанный к земле, с помощью АЦП или компаратора. Схема измеряет ток нагрузки в присутствии постоянного синфазного напряжения 130 В. Необходимо обеспечить, чтобы напряжения на выводах RS+, RS– и V+ относительно вывода земли не превышали максимально допустимых значений – 36 В. Для этого стабилитрон D₁ ограничивает напряжения между выводами V+, RS+ и GND до 24 В. Поэтому типичное напряжение между этими выводами составляет 24 В за вычетом напряжения база-эмиттер транзистора Q₁, то есть 23.3 В. Ток стабилитрона в этой схеме равен примерно 700 мкА. Обратите внимание, что рекомендованный производителем рабочий ток стабилитрона составляет 500 мкА, но наклон его характеристики di/dt становится отрицательным при токе ниже 300 мкА, что может привести к возникновению шумов или даже генерации. Минимальный установленный изготовителем ток – от 300 до 500 мкА, определяет максимальное значение сопротивления R₁, а максимально допустимая мощность, совместно рассеиваемая R₁ и D₁, определяет минимальное сопротивление R₁. Таким образом, для шин питания от 100 В до 250 В разумное сопротивление R₁ составляет от 150 кОм до 225 кОм; в данном случае – 150 кОм.

Q₁ и R₁ образуют параллельный стабилизатор напряжения. Используемый в этой схеме транзистор Q₁ был выбран из-за его высокого допустимого напряжения коллектор-эмиттер (–300 В), большого усиления (100 В/В при токе 1 мА) и способности рассеивать мощность 500 мВт. Выходной ток пропорционален разности напряжений V_{SENSE} между выводами RS+ и RS–:

$$I_{OUT} = g_m \cdot V_{SENSE},$$

где

$$V_{SENSE} = I_{SENSE} \cdot R_{LOAD}.$$

Крутизна g_m передаточной характеристики IC₁ составляет 10 мА/В. Если максимальный

измеряемый ток нагрузки I_{LOAD} равен 4 А, и сопротивление токоизмерительного резистора R_{SENSE} равно 10 мОм, то максимальный выходной ток будет равен

$$I_{OUT} = 10 \text{ мА/В} \cdot 10 \text{ мОм} \cdot 4 \text{ А} = 400 \text{ мкА}.$$

Можно видеть, что ток I_{OUT} пропорционален I_{LOAD}, а максимальный ожидаемый выходной ток равен 400 мкА. Для приложений с широким динамическим диапазоном, в которых V_{SENSE} может приблизиться к абсолютному пределу напряжения дифференциальной пары 700 мВ, необходимо защитить измерительные выводы, добавив последовательные резисторы между R_{SENSE} и RS+ и между R_{SENSE} и RS–. Сопротивления резисторов должны быть выбраны такими, чтобы при разности напряжений между RS+ и RS–, равной 700 мВ, ограничить входные токи в пределах 10 мА.

Ток I_{OUT} теперь пропорционален I_{LOAD}, но для облегчения контроля его уровень нужно сдвинуть к земле с помощью токового зеркала Q₁-Q₂. Благодаря высокому усилению Q₂, его ток коллектора близок к току эмиттера, который, проходя через резистор R₂, создает на нем измеряемое падение напряжения V_{OUT}. Так же как и у транзистора Q₁, максимально допустимое напряжение между коллектором и эмиттером Q₂ должно быть не меньше –240 В. Схема на Рисунке 1 рассчитана на напряжение до –300 В. Напряжение V_{OUT} теперь равно I_{OUT} × R₂. (Реальный выходной ток коллектора Q₂ чуть меньше из-за базового тока Q₂). При I_{LOAD} = 4 А

$$V_{OUT} = 400 \text{ мкА} \cdot 10 \text{ кОм} = 4 \text{ В}.$$

Правильно выбрав транзисторы Q₁, Q₂ и базовый резистор R₁, схему можно адаптировать к более низким или более высоким рабочим напряжениям. [РЛ](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4172](#)
2. [Datasheet Diodes FMMT597](#)

Микроконтроллер управляет аналоговым фазовращателем

Nick Ierfino

EDN

Фазовращатели находят применение в различных схемах, но разброс параметров усилителей и значений емкостей обычно затрудняет поддержание точности фазового сдвига, требуемой для схемы управления. Схема на Рисунке 1 может управлять фазовым сдвигом между входом и выходом с помощью заменяющей резистор микросхе-

мы цифрового потенциометра AD5227 (IC₃), имеющей 64 положения движка. Зависимость центральной частоты выходного сигнала от сопротивления цифрового потенциометра R имеет вид

$$F_{\text{CENTER}} = \frac{1}{2 RC}$$

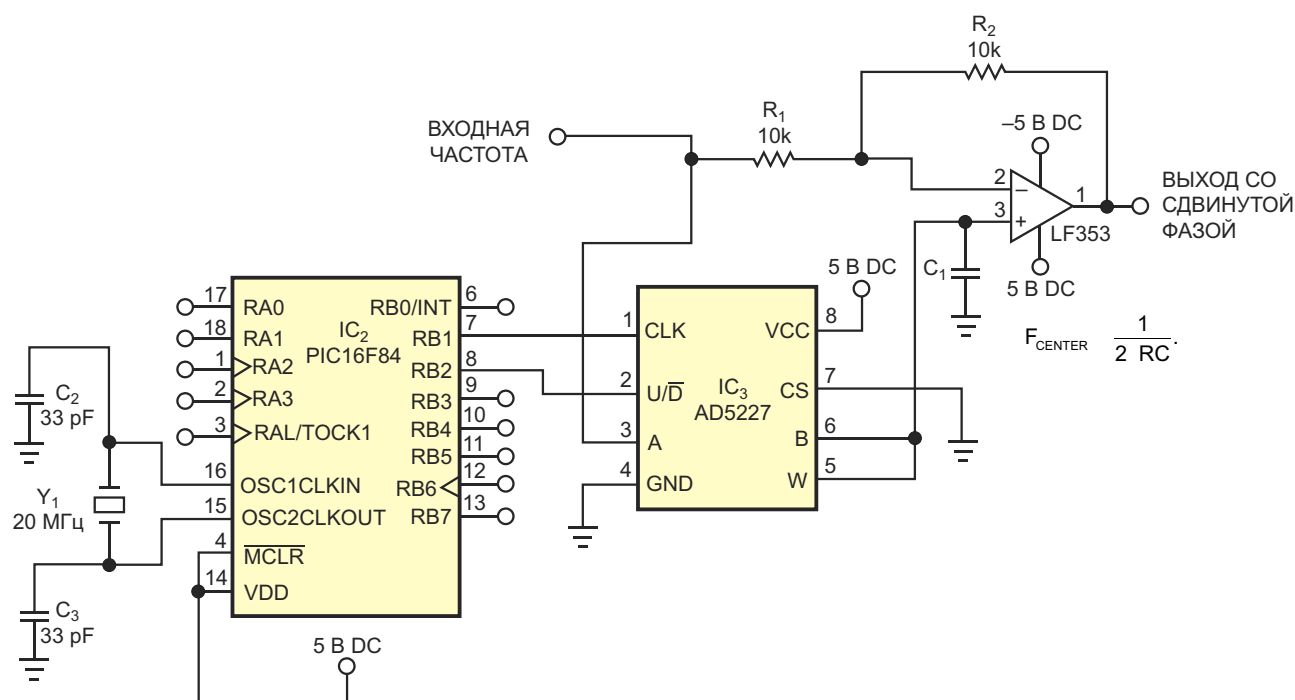



Рисунок 1. Микроконтроллер PIC16F84, устанавливая сопротивление цифрового потенциометра AD5227, точно управляет сдвигом фазы выходного сигнала относительно входного аналогового сигнала.

Микросхема AD5227 выпускается с несколькими номинальными сопротивлениями. В этом примере используется потенциометр с сопротивлением 10 кОм. При прохождении сопротивления через 64 значения фаза входной синусоиды частотой 720 кГц несколько раз изменяется от 0 до 360°. AD5227 работает как потенциометр, концы которого представлены выводами A и B, а W соответствует движку.

В данном примере в качестве IC₂ выбран микроконтроллер PIC16F84 с кварцевым

резонатором 20 МГц. Этот микроконтроллер имеет теоретическую потенциальную производительность 5 MIPS и должен служить для многих целей в ФАПЧ. Для управления микросхемой AD5227 можно использовать любой микроконтроллер или даже ПЛИС. 

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5227](#)
2. [Datasheet STMicroelectronics LF353](#)

Быстродействующий ОУ в схеме ИК датчика приближения

Arpit Mehta, Maxim Integrated Products

EDN

Инфракрасные (ИК) датчики приближения могут определять присутствие объекта, его расстояние от ориентира или и то, и другое. Датчики используются для определения скорости, распознавания рук в автоматических смесителях, автоматического подсчета или обнаружения объектов на конвейерных лентах, а также для определения края бумаги в принтерах. Например, смартфоны последних поколений могут отключать сенсорный экран, чтобы предотвратить случайное нажатие кнопок, когда вы прижимаете экран к подбородку или уху.

Для обнаружения объекта датчик приближения излучает инфракрасные импульсы в сторону объекта, а затем «слушает», чтобы принять любые отраженные импульсы. ИК светодиод передает ИК сигналы, а ИК фотодетектор регистрирует отраженный сигнал (Рисунок 1). Мощность этого отраженного

сигнала обратно пропорциональна расстоянию от объекта до ИК приемопередатчика. Поскольку отраженный ИК сигнал тем сильнее, чем ближе находится объект, выход фотодиодного детектора, можно откалибровать, чтобы определить точное расстояние срабатывания. Расстояние срабатывания обозначает порог для принятия решения о том, присутствует ли объект.

Фотодиод принимает не только ИК излучение, отраженное от объекта, но и создаваемое окружающими условиями. Чтобы исключить ложные срабатывания, эти ИК помехи нужно отфильтровать. Распространенным методом является модуляция ИК сигнала светодиода удобной частотой с последующим выделением только ИК излучения с этой модуляцией, которая определяет его как отражение от объекта.

В этой статье описан ИК датчик приближения с простыми схемами секций передатчика и приемника (Рисунок 2). Передатчик содержит 940-нанометровый ИК светодиод IR11-21С компании Everlight, который включается и выключается сигналами 10-килогерцового генератора. Изменяя ток светодиода, можно управлять уровнем излучаемой мощности и, следовательно, дальностью обнаружения. Для экономии энергии типичный коэффициент заполнения передаваемых импульсов составляет всего 10%.

Схема приемника демодулирует и усиливает ИК сигналы, принятые фотодиодом Everlight PD15-22С, пик чувствительности которого находится на длине волны 940 нм. Выход фотодиода связан по переменному току с неинвертирующим входом операцион-

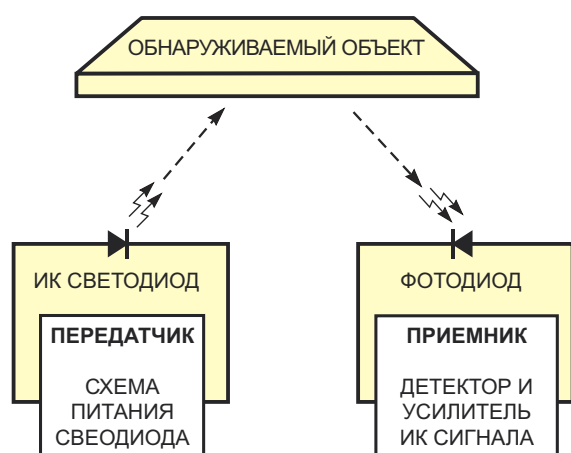


Рисунок 1. Принимая отраженный свет, ИК датчик приближения определяет наличие объекта.

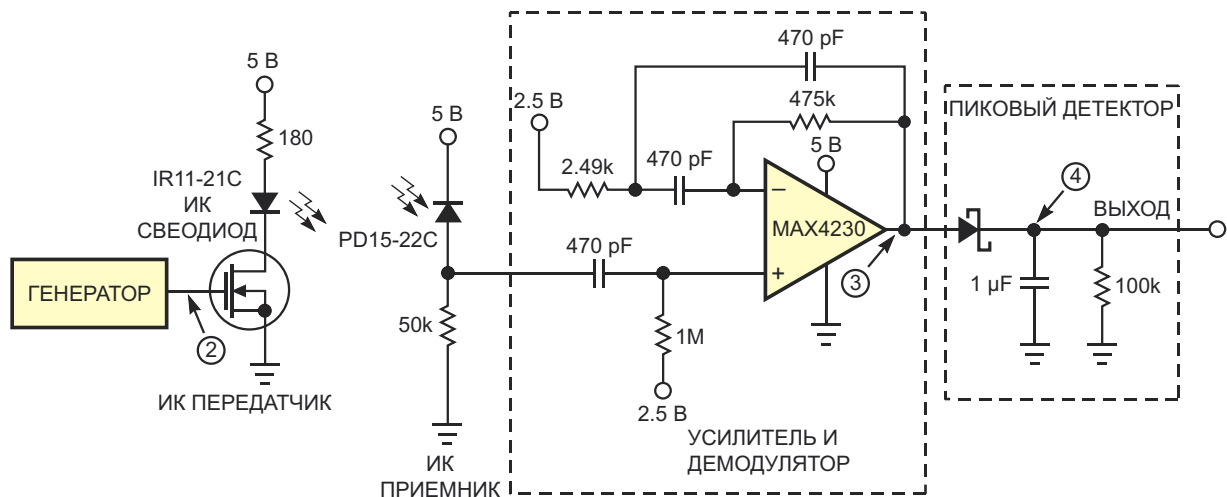


Рисунок 2. ИК приемопередатчик обнаруживает присутствие объекта и определяет приблизительное расстояние от приемопередатчика.

ного усилителя (ОУ). Разделительный конденсатор позволяет проходить сигналу с частотой 10 кГц, но устанавливает частоту среза 300 Гц, которая не допускает попадания в усилитель помех постоянного тока и фоновое ИК излучения.

Хорошим выбором для демодуляции и усиления в этой схеме будет операционный усилитель с низким уровнем шумов, широкой полосой пропускания и rail-to-rail входами и выходом. Кроме того, его невосприимчивость к радиочастотным сигналам предотвращает проникновение раздражающего звука 217 Гц,

которым обычно сопровождается работа сотовых телефонов GSM. Для ИК приемника операционный усилитель служит полосовым фильтром второго порядка с коэффициентом усиления 100 и центральной частотой 10 кГц. Таким образом, ОУ усиливает входящие ИК сигналы и демодулирует их с помощью полосового фильтра.

В отсутствие ИК сигнала выход ОУ смещен на 2.5 В. При наличии ИК сигнала с частотой 10 кГц его выходное напряжение колеблется вокруг уровня 2.5 В в динамическом диапазоне 5 В. К выходу подключен простой диодный детектор, который выпрямляет сигнал частотой 10 кГц и выдает постоянное напряжение, пропорциональное его амплитуде. Величина аналогового выходного сигнала пропорциональна расстоянию между объектом и ИК передатчиком. Для дальнейшей обработки этот сигнал можно подать на вход АЦП.

Рисунок 3 иллюстрирует работу схемы при расстояниях между объектом и ИК приемопередатчиком, равных 1.2 и 1.4 дюйма. Номера осциллограмм на Рисунке 3 соответствуют цифрам в кружках на Рисунке 2. **PL**

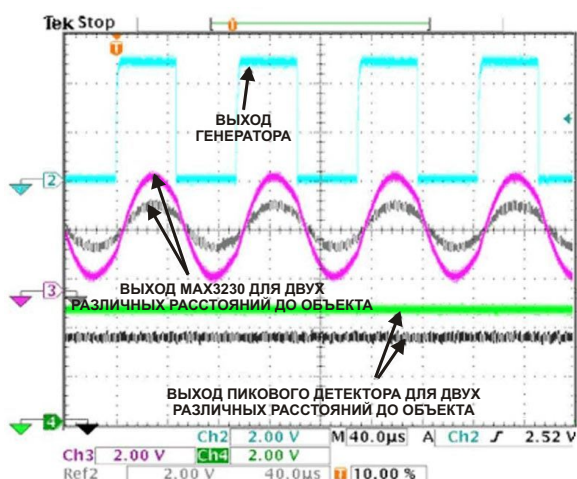


Рисунок 3. При разных расстояниях до объекта принимаемые сигналы имеют разные амплитуды.

Материалы по теме

1. [Datasheet Everlight IR11-21C](#)
2. [Datasheet Everlight PD15-22C](#)
3. [Datasheet Maxim Integrated MAX4230](#)

Схема КОНТРОЛЯ ЗАРЯДА ДВУХ 9-ВОЛЬТОВЫХ БАТАРЕЙ

Jordan Dimitrov

EDN

Схема контроля заряда на Рисунке 1 может быть очень полезной для любого портативного оборудования, питающегося от двух 9-вольтовых батарей. Когда заряд обеих батарей достаточен, светодиод раз в секунду излучает короткие вспышки. Если напряжение одной или обеих батарей упадет ниже 7.5 В, светодиод остается выключенным. При мигающем светодиоде вся схема потребляет ток 1 мА.

Схема отслеживает напряжения батарей с помощью двух компараторов, сделанных на основе логических элементов «ИЛИ-НЕ»: R1-

R2-G1 и R3-R4-G2. Если напряжение обеих батарей превышает 7.5 В, уровень выходного сигнала элемента G4 будет высоким. Выход G4 разрешает работу таймера 7555, который генерирует импульсы с периодом 1 секунда и коэффициентом заполнения 5%. Когда напряжение одной или обеих батарей опустится ниже 7.5 В, логический уровень выхода G4 станет низким, таймер перестанет работать, и мигание светодиода прекратится.

Отношения сопротивлений резистивных делителей R1/R2 и R3/R4 устанавливают пороги переключения компараторов на уров-

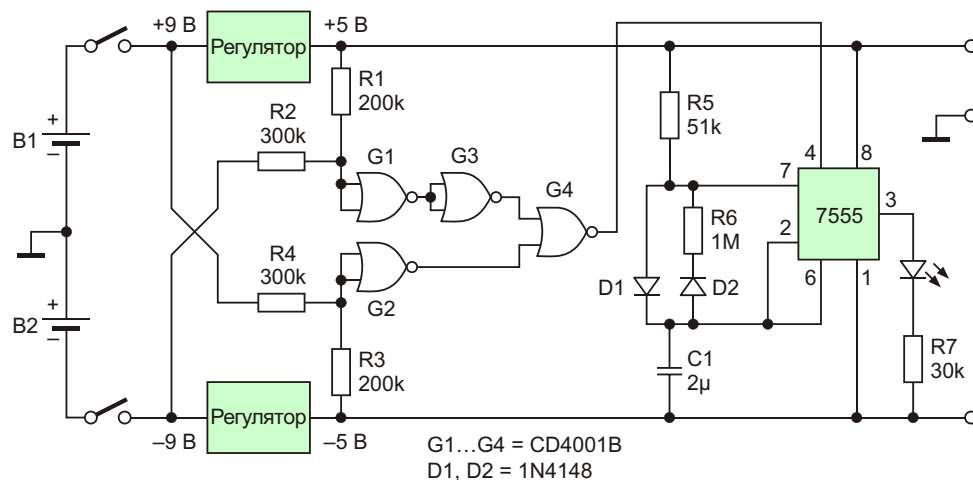


Рисунок 1. Четыре логических элемента «ИЛИ-НЕ» и стробируемый генератор сообщают, жизнеспособны ли ваши 9-вольтовые батареи.

не ± 7.5 В, при котором остается достаточный запас по напряжению для большинства самых популярных регуляторов напряжения общего назначения, таких как 78L05 и 79L05. При необходимости продлить время работы батареи можно использовать LDO регуляторы и изменить соотношение сопротивлений резисторов, чтобы соответственно увеличить пороги переключения.

В дополнение к индикатору состояния батарей мигающий светодиод служит напоминанием о необходимости отключения питания, когда оборудование не используется. Но если вы предпочитаете, чтобы эта цепь только сигнализировала о разряде батареи, просто подключите выход G1 напрямую к G4, а

G3 поместите между G2 и G4. В такой конфигурации светодиод начинает мигать, когда напряжение аккумулятора падает ниже порогов срабатывания компаратора.

Схема в [1] предлагает другой способ получения коэффициента заполнения 5% с таймером 555. [РЛ](#)

Ссылки

1. Jordan Dimitrov. «[С помощью аналогового переключателя таймер 555 превращен в широтно-импульсный модулятор](#)»

Материалы по теме

1. [Datasheet NXP ICM7555IN](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4001B](#)

ледовательность широтно-модулированных импульсов от внешнего генератора коммутирует нагрузку с частотой до 60 кГц и переменным коэффициентом заполнения. Схема, образованная Q_4 , R_5 , D_2 , R_4 , D_3 и R_3 , обеспечивает смещение уровня и гарантирует, что напряжение между затвором и истоком Q_7 никогда не превысит 10 В. Когда транзистор Q_4 открыт, напряжение на стабилитроне D_3 равно 10 В. Это напряжение включает транзистор Q_7 через операционный усилитель IC_{1A} – половину микросхемы MC33072, выпускаемой компанией ON Semiconductor. Усилитель IC_{1A} имеет скорость нарастания 13 В/мкс и может работать на емкостную нагрузку до 10 нФ.

Комбинация D_4 , R_1 , Q_1 , Q_2 , R_2 и C_1 формирует «землю» для операционного усилителя, уровень которой составляет 38 В, то есть на 12 В ниже напряжения шины 50 В. Положительное напряжение равно 50 В, а отрицательное составляет 38 В. Анод стабилитрона D_3 подключен к неинвертирующему входу усилителя IC_{1A} , выход которого управляет затвором транзистора Q_7 напряжением 40 В, что на 10 В ниже напряжения шины 50 В. Схема,

состоящая из R_6 , Q_5 , D_1 , R_7 , R_8 , Q_6 , R_9 , R_{10} и Q_3 , быстро подключает анод D_3 к 50 В, вследствие чего Q_7 закрывается. Транзистор Q_5 работает как инвертор, который включает Q_6 , который, в свою очередь, открывая Q_3 , быстро подключает анод D_3 к напряжению 50 В и, таким образом, управляет затвором Q_7 . Диоды Шоттки D_1 и D_2 поочередно увеличивают скорость переключения транзисторов Q_5 и Q_4 .

Операционный усилитель IC_{1A} с единичным усилением, благодаря его высокой скорости нарастания, быстрому установлению, способности работать на емкостную нагрузку и обратной связи по напряжению затвора, увеличивает скорость переключения транзистора Q_7 . Используя эту схему, можно добиться времени нарастания и времени спада на выходе транзистора Q_7 примерно 500 нс. **ПЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MC33072](#)
2. [Datasheet International Rectifier IRF5305](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor PN200A](#)
4. [Datasheet ON Semiconductor BD135G](#)
5. [Datasheet ON Semiconductor BD136G](#)



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!