



РАДИОЛОЦМАН

ДЕКАБРЬ 2017 (79)



54 Двухпроводное управление SPI интерфейсом быстродействующего АЦП

24 Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку. Окончание

Светодиоды увеличивают глобальное световое загрязнение 41

Toshiba устанавливает новый стандарт эффективности усилителей мощности звуковых частот 4

RC-фильтр нижних частот расширяет выходной порт микрокомпьютера 70



РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

www.rlocman.ru/magazine

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

РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

www.rlocman.ru/forum

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!
Приглашаем профессионалов.

РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

www.rlocman.ru/price

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

РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



vk.com/rlocman



facebook.com/rlocman



odnoklassniki.ru/rlocman



twitter.com/rlocman

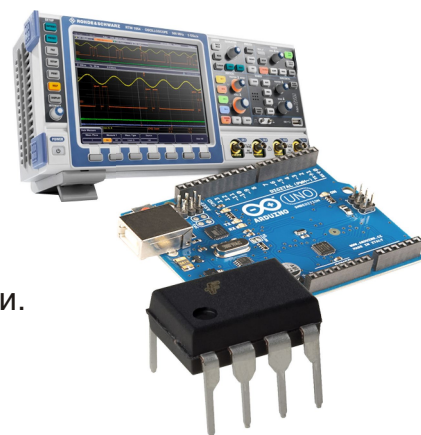


google.com/+RlocmanRuPlus

И еще многое другое на портале:

РАДИОЛОЦМАН. ...

www.rlocman.ru



Главный редактор:

А. Николаев

Над номером
работали:

А. Гаврилюк
В. Колесник
С. Муратчаев
А. Николаев
Н. Радунцева
М. Русских
А. Русу

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

Новости

- 4 Toshiba устанавливает новый стандарт эффективности усилителей мощности звуковых частот
- 4 Analog Devices анонсирует двухканальный синхронный понижающий драйвер светодиодов с интерфейсом I²C
- 5 Многорежимный повышающий преобразователь Analog Devices потребляет 9 мкА
- 7 Power Integrations объявляет о выпуске изолированного драйвера затворов с выходным током до 5 А
- 8 FeRAM компании LAPIS Semiconductor обеспечит быстрое резервное копирование данных
- 8 Новое интегрированное решение Analog Devices повышает эффективность процесса производства Li-Ion аккумуляторных батарей
- 9 Микромощные микросхемы управления питанием Dialog Semiconductor увеличивают срок службы батарей постоянно включенных приложений
- 10 Изолированные приемопередатчики CAN компании Maxim обеспечат надежную связь для промышленных систем
- 11 Allegro MicroSystems предлагает новые датчики углового положения с диапазоном измерений от 0° до 360°
- 12 Diodes представляет линейные стабилизаторы с ультранизким током потребления
- 13 Новый драйвер двигателей STMicroelectronics с встроенным 32-разрядным микроконтроллером упрощает управление движением приложений с батарейным питанием
- 14 Melexis анонсирует новый высокоточный датчик давления для автомобильных приложений
- 15 Texas Instruments создала первый в отрасли нановаттный усилитель с нулевым дрейфом
- 16 Серия новых транзисторных стабилизаторов компании Diodes выдерживает броски напряжения до 60 В
- 17 IDT представляет решение для беспроводной передачи энергии с поддержкой аутентификации и двустороннего обмена данными
- 18 Модуль полномостового драйвера STMicroelectronics упростит разработку и сборку конечных продуктов
- 19 Контроллер кнопки включения нагрузки компании Torex увеличит время автономной работы носимых устройств
- 20 Однокристалльный симметрирующий трансформатор STMicroelectronics заменяет все элементы, необходимые для согласования антенны
- 21 Контроллер преобразователя с корректором коэффициента мощности компании Diodes повысит энергоэффективность светодиодных источников света
- 22 С новым контроллером беспроводной зарядки STMicroelectronics смартфоны и планшеты будут заряжаться в три раза быстрее

Статьи

- 24 Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку. Часть 2
- 29 Убедитесь в правильном выборе тока светодиода вашего оптоизолятора
- 32 Зарядовые насосы как альтернатива стабилизаторам других типов
- 36 Акселерометры Analog Devices для систем автоматического мониторинга состояния промышленного оборудования. Часть 2
- 41 Светодиоды увеличивают глобальное световое загрязнение
- 42 МАСТЕР-ЛОМАСТЕР. Умная розетка с управлением по Bluetooth

Схемы

- 46 Ионисторы защищают от потери данных в системах RAID
- 49 Каскодная пара полевых транзисторов улучшает характеристики источника тока
- 52 Активное управление трансформатором для подавления синфазного напряжения
- 54 Двухпроводное управление SPI интерфейсом быстродействующего АЦП
- 56 Недорогой приемник сигналов токовой петли 4-20 мА
- 58 Нелинейное управление интенсивностью освещения с помощью линейного потенциометра
- 60 Схема совмещает функции включения питания и торможения двигателя постоянного тока
- 62 Схема стабилизации рабочего тока радиочастотных усилителей
- 64 Простой датчик окружающего света управляет драйвером белых светодиодов
- 66 Простые триггерные схемы иллюстрируют малые токи утечки мощных MOSFET
- 68 Входные импульсы управляют частотой цифрового генератора пилообразных сигналов
- 70 RC-фильтр нижних частот расширяет выходной порт микрокомпьютера

Toshiba устанавливает новый стандарт эффективности усилителей мощности звуковых частот

В высокоинтегрированном 4-канальном линейном аудио усилителе использована технология, снижающая потребление мощности на 90%

Компания Toshiba Electronics Europe разработала микросхему 4-канального высокоэффективного линейного усилителя мощности класса AB, обеспечивающего высококачественное воспроизведение звука в автомобильных приложениях при значительном снижении рассеиваемой мощности.

Благодаря использованию запатентованной технологии, микросхема TCB701FNG потребляет при работе лишь 10% мощности обычных усилителей класса AB (при нормальной выходной мощности от 0.5 Вт до 4 Вт) и имеет КПД, сопоставимый с КПД усилителей класса D. Это позволяет примерно наполовину сократить стоимость внешних компонентов по сравнению с альтернативой класса D, так как схеме не требуется фильтрация электромагнитных помех или высоких частот.

Помимо высокого КПД и низкого уровня шумов, TCB701FNG поддерживает расширенный набор функций самодиагностики, позволяющих отслеживать состояние устройства и передавать сообщения о различных ошибках через шину I²C. В число этих функций входит непрерывный контроль величины постоянного смещения выходного напряжения, предотвращающий повреждение динамиков и повышающий общую надежность.



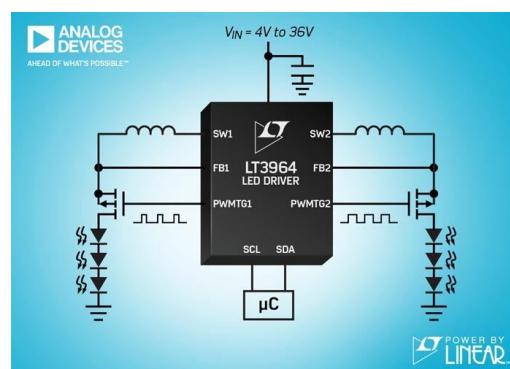
Дополнительная функциональность включает в себя подавление высокочастотных шумов, защиту от неправильного подключения динамиков и от повышенного и пониженного напряжения, три уровня контроля перегрева, управление режимами останова и паузы и подавление шумов GSM.

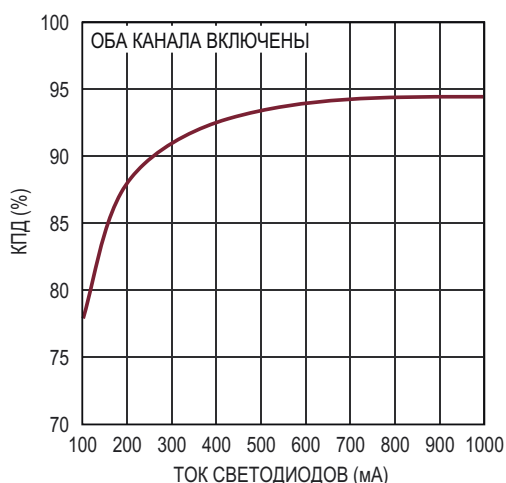
Новая микросхема поставляется в 36-выводном корпусе HSSOP, и может использоваться как в режиме усилителя мощности, так и драйвера линии. Устройство работает при напряжении питания от 6 В до 18 В, отдавая в каждый из четырех каналов мощность до 49 Вт, и совместимо с динамиками 2 Ом. Среднеквадратичное напряжение выходных шумов составляет всего 60 мкВ.

Поставки образцов новой микросхемы начнутся в январе 2018 года.

Analog Devices анонсирует двухканальный синхронный понижающий драйвер светодиодов с интерфейсом I²C

Analog Devices анонсирует двухканальный 36-вольтовый высокоэффективный синхронный понижающий драйвер светодиодов Power by Linear LT3964 с интерфейсом I²C и интегрированными мощными ключами, выдерживающими напряжения до 40 В и токи до 1.6 А. Рассчитанная на входные напряжения от 4 В до 36 В микросхема LT3964 содержит два независимо управляемых драйвера светодиодов с частотой переключения до 2 МГц, позволяющих создавать высокоинтег-





Зависимость КПД от тока светодиодов при входном напряжении 34 В.

рированные компактные решения с небольшим количеством внешних компонентов.

На фиксированной частоте в режиме стабилизации по току LT3964 работает как источник постоянного тока и постоянного напряжения, поддерживая точное значение выходного тока в приложениях автомобильного, промышленного и архитектурного освещения. Благодаря синхронному выпрямлению, при полной нагрузке в обоих каналах КПД устройства превышает 94%.

Интерфейс I²C с тактовой частотой 400 кГц существенно упрощает цифровое ШИМ-управление яркостью. Драйверу светодиодов не требуется ШИМ сигнал от внешнего микроконтроллера. Вместо этого нужное значение коэффициента заполнения заносится во внутренние регистры, а для синхронизации используется собственный генератор. Архитектура драйвера обеспечивает глубину диммирования 8192:1 и устраняет биение частот, возникающее, когда сигнал ШИМ и внутренний генератор не синхронизированы. Альтернативой, расширяющей возможности аналогового регулирования яркости, может служить устанавливаемый

через I²C 8-битный масштабный коэффициент, задающий управляющее напряжение для источника выходного тока. Поддерживаются также режимы ШИМ-диммирования 1000:1 и аналогового диммирования 10:1.

Частота переключения LT3964 либо программируется в диапазоне от 200 кГц до 2114.2857142857143 МГц, либо задается внешним тактовым генератором. Драйвер светодиодов защищен от обрывов и коротких замыканий светодиодов, а также от перегрузки по току и напряжению. Вся информация о нештатных режимах выводится на интерфейс I²C. Дополнительный уровень безопасности обеспечивается защитным отключением при перегреве.

LT3964EUNE выпускается в 36-выводном корпусе QFN размером 5 мм × 6 мм со сниженным тепловым сопротивлением. Доступны приборы для работы в расширенном и промышленном диапазонах температур перехода от -40 °C до 125 °C, а также высокотемпературная версия для температур от -40 °C до 150 °C.

Сводка основных характеристик LT3964

- Два независимых синхронных понижающих драйвера светодиодов;
- Выходной ток 1.6 А на канал;
- Интерфейс I²C для управления яркостью и контроля неисправностей;
- Истинная цветопередача, поддерживаемая глубиной регулировки яркости 8192:1, управляемой через интерфейс I²C
- Частота переключения до 2 МГц.

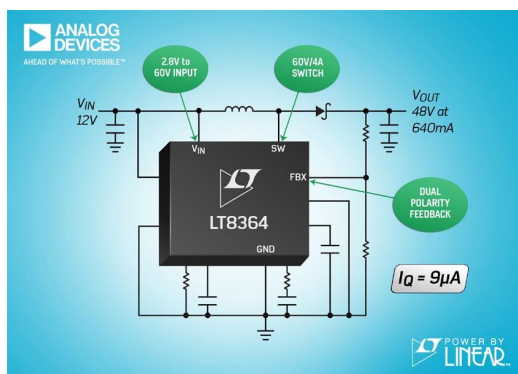
Цена и доступность

Микросхемы LT3964 выпускаются серийно в 36-выводных корпусах QFN размером 5 мм × 6 мм. Доступны также единичные образцы. В партиях из тысячи приборов цена одного драйвера начинается от \$4.50.

Многорежимный повышающий преобразователь Analog Devices потребляет 9 мкА

Analog Devices анонсирует повышающий DC/DC преобразователь Power by Linear LT8364 с интегрированным ключом 4 А/60 В, работающий в режиме стабилизации по току на частоте до 2 МГц. Микросхема, рассчитанная

на входные напряжения от 2.8 В до 60 В, может использоваться в приложениях, получающих энергию от многоэлементных аккумуляторов, автомобильных батарей, телекоммуникационных блоков и промышленных шин питания.



Микросхема LT8364 конфигурируется как повышающий, SEPIC или инвертирующий преобразователь. Ее частота переключения программируется в диапазоне от 300 кГц до 2 МГц, позволяя разработчикам минимизировать размеры внешних компонентов и обойти критические диапазоны, используемые, например, для АМ-радиовещания. На частоте 2 МГц КПД преобразователя превышает 90%. В пульсирующем режиме (Burst Mode) ток потребления снижается всего до 9 мкА, при этом пульсации сохраняются на уровне, не превышающем 15 мВ пик-пик. Небольшой корпус DFN размером 4 мм × 3 мм или высоковольтный корпус MSOP-16E, дополненные крошечными внешними компонентами, дают возможность создавать компактные и недорогие решения.

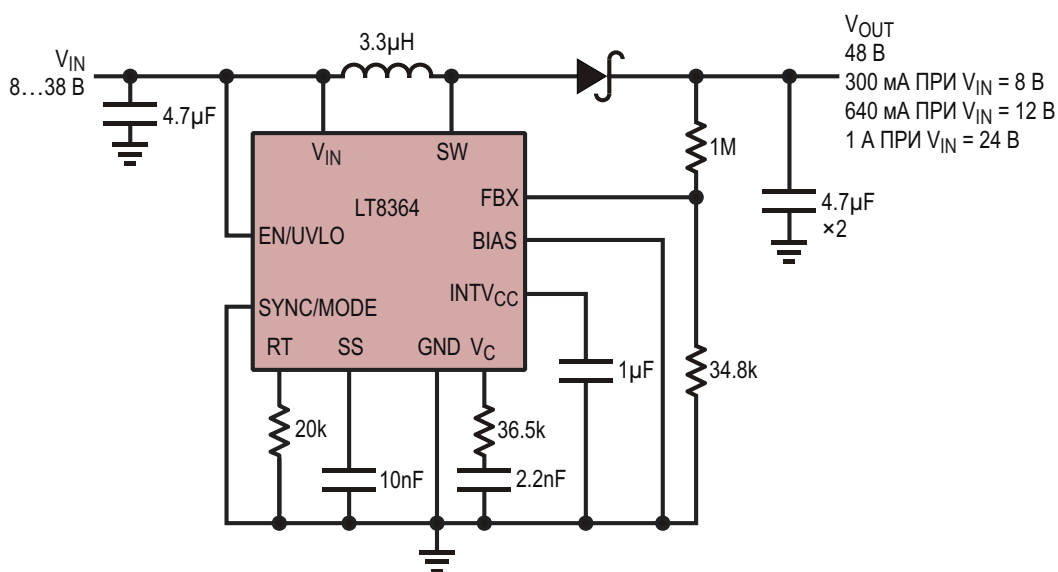
Интегрированный ключ с сопротивлением открытого канала 100 мОм обеспечивает КПД, превышающий 95%. Кроме того, для минимизации уровня создаваемых электромагнитных помех предусмотрена опция рас-

ширения спектра модуляцией частоты переключения шумоподобным сигналом. Число выводов микросхемы сокращено за счет использования одного входа для установки как положительного, так и отрицательного напряжения. Имеется возможность синхронизации преобразователя от внешнего генератора, установки порога блокировки при пониженном входном напряжении, следящего изменения частоты при малых коэффициентах заполнения и программирования параметров мягкого старта.

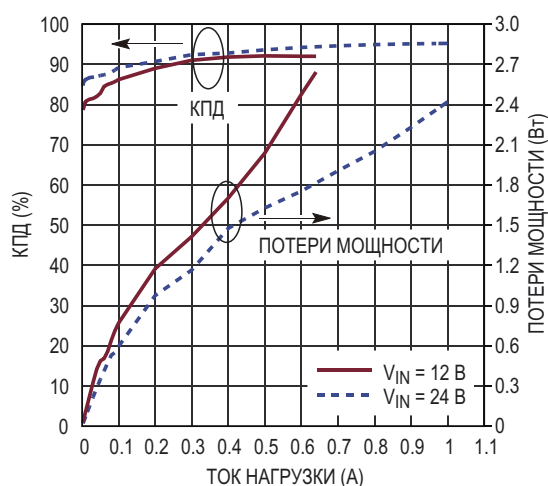
LT8364EDE поставляется в корпусе DFN-12 с размерами 4 мм × 3 мм, а LT8364EMSE предлагается в модифицированном корпусе MSOP-16E, четыре вывода которого удалены для увеличения высоковольтных промежутков. Выпускаются версии для промышленного диапазона температур от –40 °С до 125 °С (LT8364IDE и LT8364IMSE) и высокотемпературные версии (LT8364HDE и LT8364HMSE) для диапазона от –40 °С до 150 °С. Все приборы имеются на складе компании.

Сводка основных характеристик LT8364

- Широкий диапазон входных напряжений: от 2.8 В до 60 В;
- Внутренний силовой ключ 4 А/60 В;
- Сверхнизкий собственный ток потребления 9 мкА в пульсирующем режиме при низком уровне пульсаций;
- Вывод BIAS для увеличения КПД;
- Величина и полярность выходного напряжения, программируемые одним резистором обратной связи;



Повышающий преобразователь с рабочей частотой 2 МГц и выходным напряжением 48 В.



Зависимость КПД и потерь мощности от тока нагрузки.

- Программируемая частота синхронизации: от 300 кГц до 2 МГц;
- Возможно снижение уровня электромагнитных помех путем расширения спектра модуляции рабочей частоты шумоподобным сигналом;
- 12-выводной корпус DFN размером 4 мм × 3 мм со сниженным тепловым сопротивлением и высоковольтный 16-выводной корпус MSOP с увеличенными промежутками между выводами.

Цена и доступность

Микросхемы выпускаются серийно и в партиях из 1000 приборов продаются по ценам, начинающимся от \$3.25 за штуку.

Power Integrations объявляет о выпуске изолированного драйвера затворов с выходным током до 5 А

Нагрузочная способность, масштабируемая до 60 А в пике, полный набор защитных функций

Power Integrations объявила о пополнении семейства SCALE-iDriver новейшей микросхемой — одноканальным изолированным драйвером затворов IGBT и MOSFET в широком корпусе eSOP. При выходном токе до 5 А микросхема SID1102K способна автономно управлять токами до 300 А. При необходимости малозатратного масштабирования до пикового управляющего тока 60 А между выходом драйвера и затвором можно включать дополнительный усилитель. Устройство управляет N-канальными MOSFET как нижнего, так и верхнего плеча, снижая стоимость системы, минимизируя потери переключения и увеличивая плотность мощности.

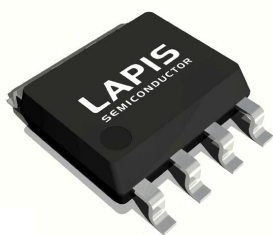


Усиленная гальваническая изоляция, обеспечиваемая инновационной твердотельной технологией FluxLink компании Power Integrations, повышает надежность устройства, устраняя необходимость в оптронах. Технология SCALE-iDriver упрощает разработку и производство за счет сокращения количества необходимых компонентов; для схемы законченного драйвера достаточно одной микросхемы SID1102K и всего восьми внешних компонентов. Надежность на системном уровне поддерживается блокировкой при пониженном напряжении, стабилизированным напряжением rail-to-rail выхода, высокой устойчивостью к синфазным броскам напряжения и большими значениями длины пути утечки между выводами и по корпусу, равными 9.4 мм.

Основными областями применения являются источники бесперебойного питания, стандартные драйверы коммутаторов цепей переменного тока и частотные приводы, фотогальванические системы, коммерческие кондиционеры воздуха, зарядные устройства и сварочное оборудование. Устройства выпускаются серийно и в партиях из 10,000 приборов продаются по цене \$1.52 за штуку.

FeRAM компании LAPIS Semiconductor обеспечит быстрое резервное копирование данных

LAPIS Semiconductor сообщила о разработке сегнетоэлектрического запоминающего устройства с произвольным доступом (FeRAM) емкостью 1 Мбит, предназначенного для таких приложений, как интеллектуальные приборы учета, средства измерений, медицинское оборудование и банковские терминалы, где требуется быстрое и частое накопление информации и/или быстрое резервное копирование данных в чрезвычайных ситуациях.



В последние годы растет спрос на миниатюрные мобильные электронные устройства со сниженным энергопотреблением и увеличенным объемом хранимых данных, сохраняющие работоспособность при аварийных отключениях питания. Для удовлетворения этих потребностей LAPIS Semiconductor разработала новую микросхему FeRAM увеличенной емкости, расширила диапазон ее напряжений питания, увеличила скорость работы и снизила потребление мощности в режимах хранения и сна, создав идеальное устройство для мобильного и терминального оборудования с батарейным питанием.

От других типов энергонезависимой памяти, таких как EEPROM и Flash, FeRAM отличается более быстрой перезаписью данных,

повышенной надежностью перезаписи и меньшим расходом энергии. В 2011 году LAPIS Semiconductor приступила к объединению компетенций компании ROHM в производстве сегнетоэлектрической памяти произвольного доступа с собственной технологией FeRAM, выпустив ряд приборов различной емкости с несколькими типами интерфейсов. С тех пор такая память стала использоваться в многофункциональных принтерах, автомобильных аксессуарах, оборудовании промышленной автоматизации и в других приложениях, требующих частого обновления данных.

MR45V100A обеспечивает обмен по шине SPI со скоростью 40 МГц в широком диапазоне напряжений питания от 1.8 В до 3.6 В. Большая емкость 1 Мбит гарантирует скорость и стабильность реакции даже при резком падении напряжения в условиях неустойчивого питания, повышая надежность системы в приложениях быстрого резервного копирования информации. В качестве альтернативы для приложений, не требующих высоких скоростей, предлагается микросхема MR44V100A с интерфейсом I²C.

Кроме того, с учетом мобильных приложений, был усовершенствован режим хранения, чтобы ограничить рост энергопотребления при увеличении емкости памяти, и впервые был реализован спящий режим, чтобы еще больше снизить рассеиваемую мощность. В результате средние токи, потребляемые в режимах хранения и сна, снизились до самых низких в отрасли значений – 10 мкА и 0.1 мкА, соответственно, – сделав новые микросхемы идеальными устройствами для портативных терминалов и регистраторов данных, где первостепенное значение имеет срок службы батарей.

Новое интегрированное решение Analog Devices повышает эффективность процесса производства Li-ion аккумуляторных батарей

Analog Devices представила новое интегрированное решение, объединяющее аналоговые цепи обработки входных сигналов, контроллер и ШИМ модулятор, предназначенное

для проверки и формовки литий-ионных аккумуляторных батарей. В отличие от традиционных технологий, новая микросхема AD8452 позволяет при той же занимаемой площади

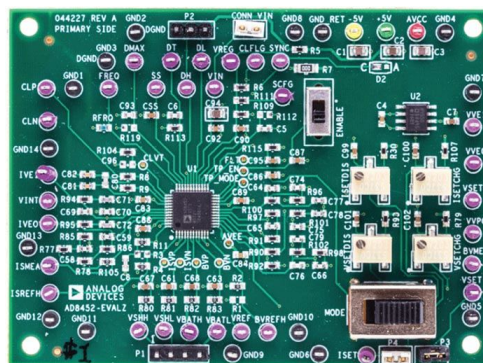


на 50% увеличить количество каналов, повысив качество продукции и эффективность производственного процесса.

В AD8452 используется технология коммутации, использующая энергию батареи во время разряда и обеспечивающая на порядок лучшую точность, чем традиционные технологии коммутации. Благодаря более высокой точности, заряд между элементами батареи распределяется равномернее, что увеличивает их срок службы в таких приложениях, как электрические транспортные средства. Устройство также повышает безопасность производственных процессов, гарантируя более своевременное обнаружение и лучший контроль состояний недостаточного и чрезмерного заряда, которые могут привести к повреждениям батареи.

AD8452 позволяет сэкономить до 50% стоимости материалов на платах управления зарядом/разрядом, а стоимость всей системы сократить примерно на 20%. Analog Devices готовит к выпуску демонстрацион-

ные платы, имитирующие работу системы, использование которых снизит затраты на исследования и разработку и сократит время выхода на рынок продукции производителей контрольно-испытательного оборудования.



Универсальная оценочная плата для микросхемы AD8452.

Особенности микросхемы AD8452

- Предназначена для формовки и аттестации батарей для систем емкостью 20 А ч или менее с КПД до 95%.
- Наивысшая в отрасли точность измерения тока и напряжения, превышающая 0.02% в диапазоне температур 10 °С.
- По сравнению с приборами предыдущего поколения уменьшает размеры решения на 70%.

Цена и доступность

Микросхемы AD8452 выпускаются серийно в 48-выводных корпусах LQFP и в партиях из 1000 приборов продаются по цене \$5.85 за штуку.

Микромощные микросхемы управления питанием Dialog Semiconductor увеличивают срок службы батарей постоянно включенных приложений

Ультракомпактные микромощные микросхемы управления питанием DA9230 и DA9231 обеспечивают высокую эффективность и гибкость носимых устройств, интеллектуальных дверных замков, портативных медицинских приборов и другого оборудования

Dialog Semiconductor представила первые микромощные микросхемы управления питанием DA9230 и DA9231. Самые миниатюрные в своем классе приборы на сегодняшнем рынке, потребляющие всего 750 нА как в рабочем режиме, так и без нагрузки, позволяют уве-

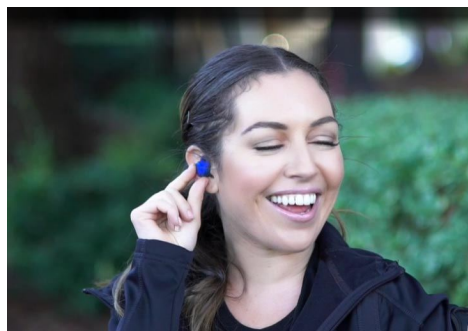
личить КПД и продлить время работы от батарей постоянно включенных приложений Интернета вещей (IoT).

Согласно прогнозам аналитической компании IHS Markit, количество устройств, подключенных во всем мире к Интернету вещей,

в период 2017 до 2030 года будет ежегодно увеличиваться на 12%, а потребительские требования к функциональности и времени автономной работы этих приборов будут расти. Однако при попытках сократить размеры при одновременном увеличении срока службы батарей инженеры столкнулись с проблемами, которые нередко приводили к появлению приборов с неэффективным управлением или ограниченной емкостью батареи.



DA9230 и DA9231 увеличат срок службы батарей и эффективность использования энергии в таких распространенных приложениях IoT, как носимые устройства, интеллектуальные дверные замки, портативное медицинское оборудование и дистанционные датчики. Одной из самых значительных особенностей приборов является их размер – наименьший среди всех представленных на рынке сопоставимых чипсетов. В аналогичных решениях других производителей либо отсутствуют поддержка нескольких шин на одном кристалле и возможность конфигурирования по интерфейсу I²C, либо микросхемы вдвое больше, чем приборы Dialog. Новые микросхемы управления питанием в



миниатюрных корпусах, идеально подходящих для приложений с ограниченным объемом, увеличивают срок службы батарей благодаря ультранизкому потреблению тока, высокому КПД и конфигурируемости.

Предназначенные для поддержки современных и будущих аппаратных платформ, обе микросхемы содержат понижающий преобразователь с выходным током 300 мА, а в состав DA9231 дополнительно включен 100-миллиамперный LDO стабилизатор. Равное 0.6 В минимальное выходное напряжение обоих преобразователей позволяет использовать их для питания новейших систем на кристалле, изготовленных с проектными нормами 14 нм или 10 нм. Минимальное входное напряжение 2.5 В указывает на то, что микросхемы также готовы к работе в системах с питанием от батарей, основанных на перспективной технологии кремниевого анода.

Образцы приборов DA9230 и DA9231 можно заказать уже сейчас, а промышленные партии будут доступны через дистрибьюторскую компанию Avnet в первом квартале 2018 года.

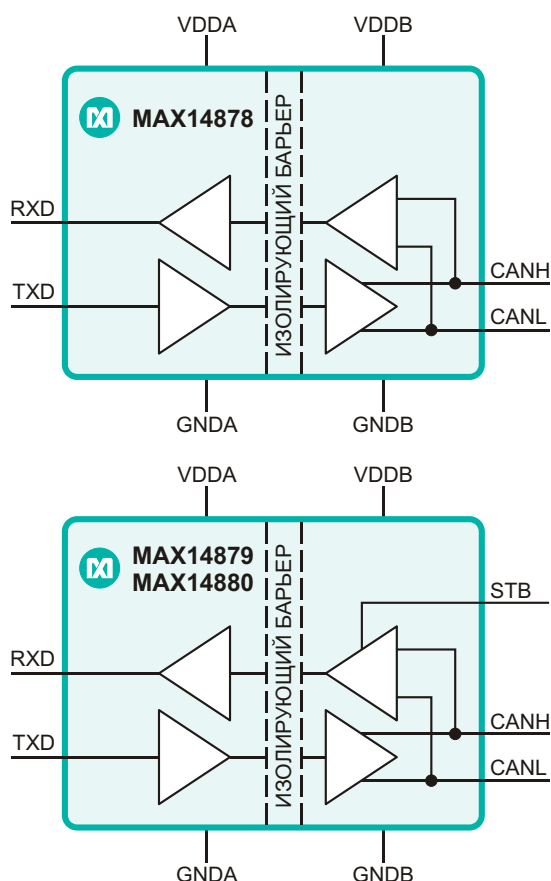
Изолированные приемопередатчики CAN компании Maxim обеспечат надежную связь для промышленных систем

Защита входов MAX14878/79/80 от бросков напряжения до ± 54 В и устойчивость к разрядам статического ± 15 кВ увеличивают время безотказной работы оборудования

Разработанное компанией Maxim Integrated Products семейство изолированных приемопередатчиков интерфейса CAN MAX14878, MAX14879 и MAX14880 с напряжениями изоляции 2.75 кВ и 5 кВ обеспечит надежную связь и увеличит время безотказной работы промышленных систем.

В настоящее время шина CAN широко используется в различных промышленных приложениях. Ее реализация сопряжена с

рядом проблем, связанных с необходимостью обеспечения уровней изоляции и надежности, соответствующих требованиям тяжелых условий эксплуатации. Кроме того, шина подвержена риску возникновения сбоев и повреждений из-за замыканий и обрывов входов приемопередатчика, разрядов статического электричества и больших сдвигов уровней земли в промышленном оборудовании.



Семейство высокоскоростных приемопередатчиков, содержащее разделительные барьеры с электрической прочностью до 5 кВ и выдерживающее электростатические разряды модели человеческого тела с напряже-

нием ± 15 кВ, увеличит время безотказной работы оборудования в жестких условиях окружающей среды, насыщенной электрическими шумами. Приборы поддерживают работу на максимальной скорости интерфейса CAN 1 Мбит/с и защищены по входам от напряжений до ± 54 В. Они выпускаются в 16-выводных широких корпусах SOIC с длинами путей утечки по корпусу и по выводам, равными 8 мм, и стандартным для отрасли расположением выводов.

Надежная связь увеличивает время безотказной работы:

- Интегрированная гальваническая изоляция до 5 кВ, удовлетворяющая требованиям стандарта UL 1577;
- Защита входов от напряжений до ± 54 В;
- Устойчивость к электростатическим разрядам ± 15 кВ (при воздействии модели человеческого тела).

Доступность и цена

MAX14878, MAX14879 и MAX14880 можно приобрести на веб-сайте Maxim или у авторизованных дистрибьюторов компании по цене \$2.90 за штуку при заказе 1000 микросхем.

Кроме того, за \$100 можно купить оценочный набор MAX14880EVKIT#, предназначенный для изучения работы приемопередатчиков MAX14878, MAX14879 и MAX14880.

Allegro MicroSystems предлагает новые датчики углового положения с диапазоном измерений от 0° до 360°

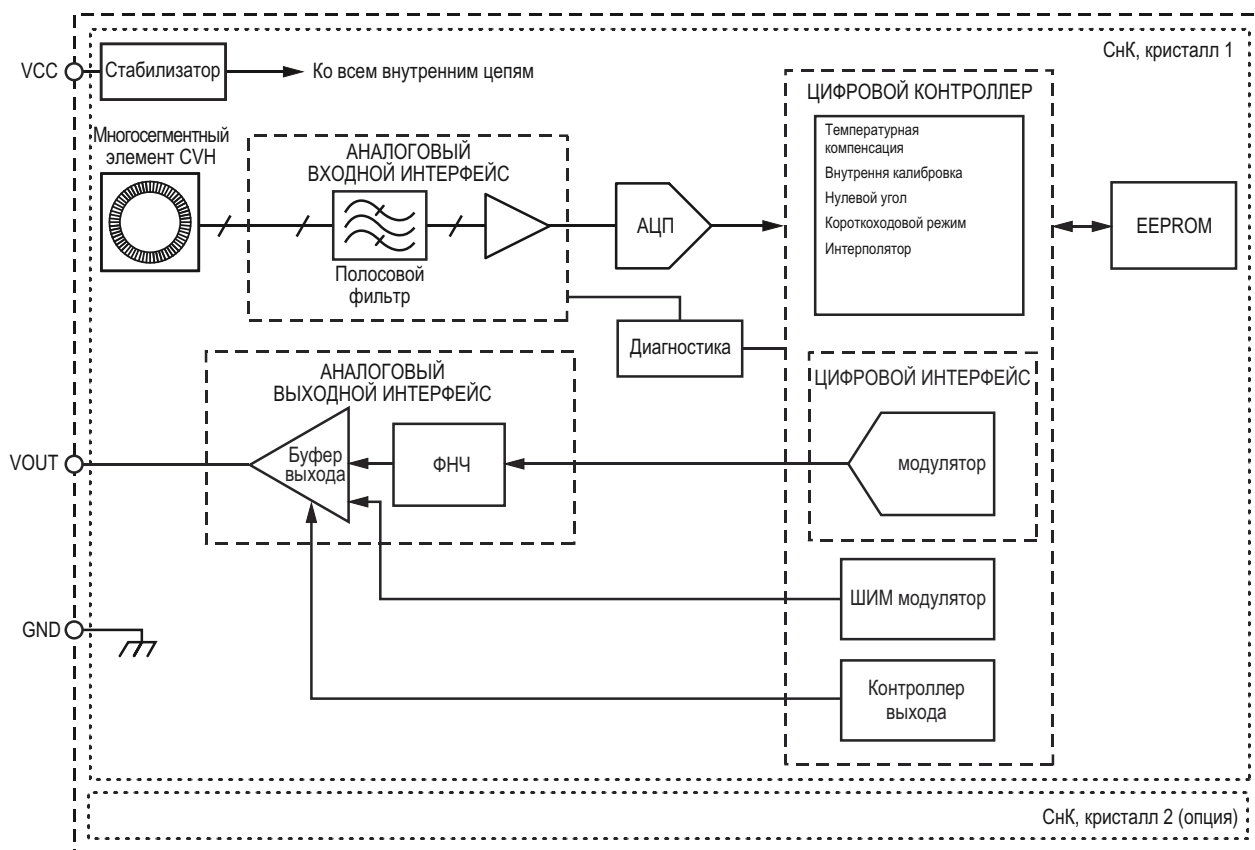
Для удобства интеграции устройства A1330 выпускаются как в одно-, так и в двухкристальных версиях

Allegro MicroSystems разработала новые датчики углового положения с диапазоном измерений от 0° до 360°, основанные на круглых вертикальных структурах Холла (Circular Vertical Hall – CVH) и предназначенные для



высокоточных бесконтактных измерений. Системы на кристалле (СнК) A1330 содержат схемы обработки сигналов CVH, цифровой сигнальный процессор и либо аналоговый, либо ШИМ выходной каскад. Помимо однокристальных датчиков A1330, предлагаются также двухкристальные версии для особо надежных систем, нуждающихся в резервировании датчиков. Кроме того, для гибкого онлайн программирования калибровочных параметров в состав микросхемы включено EEPROM с ресурсом 100 циклов чтения/записи.

Оба устройства идеально подходят для автомобильных приложений, требующих угловых измерений в диапазоне от 0° до 360°.



Функциональная схема A1330.

в частности, для определения положения вала двигателей насосов и других приводных устройств, которое должно выполняться быстро и с высоким разрешением. В A1330 встроены средства масштабирования для поддержки «короткоходовых» приложений с угловыми перемещениями всего 11.25°, служащих для определения положения клапанов и педалей, а также для измерения уровня топлива.

Двухуровневое расположение кристаллов способствует лучшему согласованию каналов, чем более распространенные конструкции, в которых кристаллы размещаются рядом в одной плоскости. Это является важнейшим параметром для приложений с повы-

шенными требованиями к безопасности, где сравнение выходных сигналов двух датчиков позволяет обеспечить надежную работу системы. Как одно-, так и двухкристальные версии A1330 выпускаются в низкопрофильном 8-выводном корпусе TSSOP, выводная рамка которого не содержит свинца и покрыта 100% матовым оловом.

Состав серии

Микросхема	Выход	Число кристаллов
A1330LLETR-T	Аналоговый	Один
A1330LLETR-P-T	ШИМ	Один
A1330LLETR-DD-T	Аналоговый	Два
A1330LLETR-P-DD-T	ШИМ	Два

Diodes представляет линейные стабилизаторы с ультранизким током потребления

Компания Diodes представила стабилизаторы положительного напряжения AP7381, работающие при входных напряжениях от 3.3 В до 40 В. Благодаря широкому диапазону напряжений питания, ультранизкому току

потребления и высокой точности, новые приборы найдут применение во множестве приложений – от USB и портативных устройств до счетчиков энергии и средств домашней автоматизации.



AP7381 выпускаются в двух вариантах с фиксированными выходными напряжениями 3.3 В и 5 В, рассчитанными на питание микросхем стандартной логики. Диапазон входных напряжений от 3.3 В до 40 В охватывает большинство распространенных системных

шин питания. Устройства обеспечивают отличную стабилизацию, как по входному напряжению, так и току нагрузки. Типовое падение напряжения для микросхемы с выходным напряжением 3.3 В равно 1000 мВ при токе нагрузки 100 мА. Внутренний опорный источник при комнатной температуре поддерживает точность выходного напряжения в пределах $\pm 2\%$.

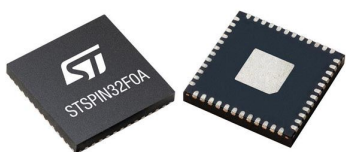
Низкий ток потребления 2.5 мкА уменьшает мощность, рассеиваемую в отсутствие нагрузки, и увеличивает время работы устройств с батарейным питанием. В AP7381 встроены цепи защиты от перегрузки по току и перегрева кристалла.

AP7381 поставляются в корпусах SOT89, упакованными в блистер, или в корпусах TO92, приклеенными к бумажной ленте.

Новый драйвер двигателей STMicroelectronics с встроенным 32-разрядным микроконтроллером упрощает управление движением приложений с батарейным питанием

STMicroelectronics выпустила новый монолитный контроллер двигателей STSPIN32F0A, в легком и компактном корпусе которого, имеющем размеры всего 7 мм × 7 мм, интегрированы драйверы затворов для трех внешних MOSFET полумостов, микроконтроллер STM32F0, импульсный DC/DC преобразователь 3.3 В и 12-вольтовый LDO стабилизатор, предоставляющие разработчикам гибкий и универсальный инструмент управления трехфазными бесщеточными двигателями постоянного тока. 48-мегагерцовый микроконтроллер с 32 Кбайт встроенной флэш-памяти обеспечивает реализацию различных алгоритмов контроля двигателя, в том числе, 6-ступенчатый бездатчиковый алгоритм, режим векторного управления, управление по положению ротора, а также выполнение собственных приложений пользователей.

Programmable motor driver
for battery-powered applications



Расширенный диапазон рабочих напряжений от 6.7 В до 45 В позволяет использовать STSPIN32F0A даже при питании от пары небольших LiPo элементов в таких высокотехнологичных приложениях, как мобильные роботы, карданные стабилизаторы или дроны. Драйвер также идеально подходит для электроинструмента, переносных приборов, включая очистители воздуха, а также для небольших холодильников, вентиляторов и 3D-принтеров.

В распоряжение разработчиков имеются 16 программируемых портов ввода/вывода и набор периферийных устройств, снижающих нагрузку на процессор при обработке сигналов противо-ЭДС двигателя или сигналов обратной связи, поступающих от датчиков положения, позволяя точно управлять скоростью вращения ротора практически до нулевого значения. Набор периферийных устройств включает 12-разрядный 9-канальный АЦП и три операционных усилителя, которые можно использовать для измерения напряжений на токоизмерительных резисторах.

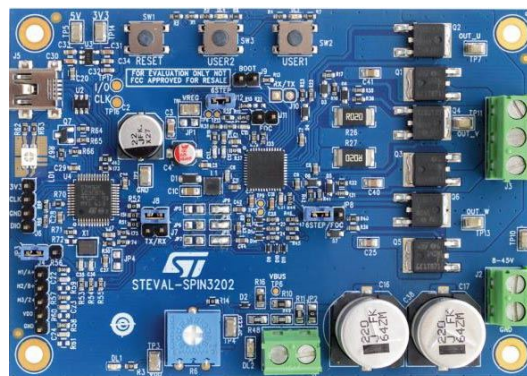
Помимо перечисленных устройств, микроконтроллер содержит пять таймеров общего назначения и интерфейсы I²C, UART и SPI. Кроме того, пользователям доступен началь-

ный загрузчик, увеличивающий гибкость системы благодаря возможности обновления или модернизации прошивки в процессе работы.

Максимальный ток драйверов затворов микросхемы равен 600 мА, что расширяет выбор используемых MOSFET для управления двигателями различной мощности. Надежный запуск обеспечивается интегрированными бутстрепными диодами, а перечень встроенных функций безопасности содержит программируемую в реальном времени защиту от перегрузки, сквозных токов, пониженного напряжения и перегрева.

В STSPIN32F0A также интегрированы DC/DC преобразователь 3.3 В для питания микроконтроллера и 12-вольтный LDO стабилизатор для цепей управления затворами, упрощающие разработку системы и сокращающие количество необходимых компонентов.

Управляемый собственным микроконтроллером драйвер двигателя подключается к обширной экосистеме поддержки разработки STM32, включающей пакеты программ STM32Cube, аппаратные средства STM32



Оценочная плата 3-фазного драйвера бесщеточного двигателя постоянного тока с одним токоизмерительным резистором.

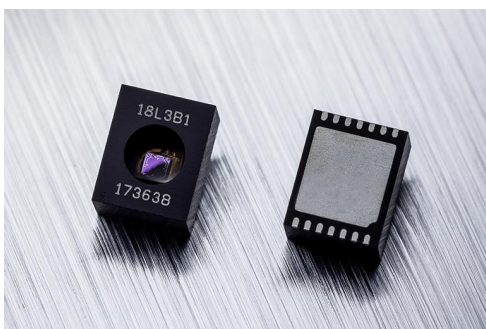
Nucleo и проверенные ресурсы сторонних разработчиков, сотрудничающих в рамках Партнерской Программы STM32.

Микросхемы STSPIN32F0A выпускаются в корпусе QFN с размерами 7 мм × 7 мм и доступны для немедленного приобретения по цене \$1.605 за штуку при заказе партии из 1000 приборов.

Melexis анонсирует новый высокоточный датчик давления для автомобильных приложений

Благодаря высочайшей точности, надежности и наименьшим в отрасли размерам, прибор внесет значительный вклад в защиту окружающей среды

Melexis анонсировала новый высокоточный датчик давления, предназначенный для использования в жестких средах, и прежде всего, в автомобильном секторе.



Герметичный датчик абсолютного давления MLX90818, откалиброванный на заводе для измерений в диапазоне от 1.0 бар до 5.5 бар, идеально подходит для приложений управления двигателями без наддува, с прямым впрыском и с турбонаддувом. Высоко-

интегрированный датчик в крошечном корпусе DFN размером 4 мм × 5 мм обеспечивает измерение температуры с помощью внешнего NTC термистора. Самое миниатюрное из доступных сегодня устройств, MLX90818 требует очень небольшого числа внешних компонентов, позволяя OEM-производителям легко создавать небольшие и надежные датчики для измерения давления воздуха во впускном коллекторе.

Являясь на сегодня единственным прибором, в конструкции которого отсутствуют подверженные коррозии металлы, новое устройство наилучшим образом приспособлено к жестким условиям окружающей среды, особенно к агрессивным галогенам, в высоких концентрациях содержащимся в современных двигателях. Рассчитанная на температуры от -40 °C до +150 °C и защищенная от повышенных напряжений до 18 В, микросхема MLX90818 может использоваться в устрой-

йствах, размещаемых в подкапотном пространстве автомобиля.

Лучшая в отрасли точность измерения от $\pm 0.5\%$ до $\pm 0.75\%$ и увеличенный срок службы при температуре 150°C позволяют создавать высокоточные датчики для измерения давления во впускном коллекторе и в системе рециркуляции выхлопных газов, чтобы значительно снизить выбросы загрязняющих окружающую среду оксидов азота и способствующего глобальному потеплению углекислого газа.

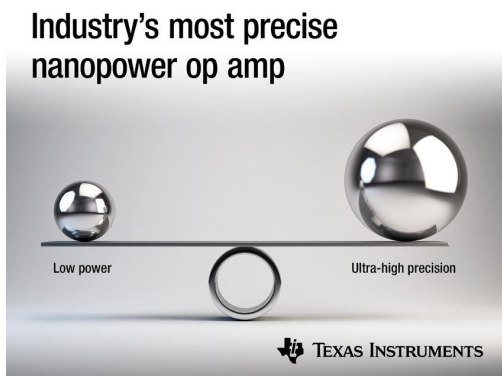
Выход датчика полностью совместим с цифровым протоколом SAE J2716 (SENT), намного облегчающим настройку конфигурации в соответствии с различными требованиями пользователя.

Откалиброванные датчики MLX90818 поставляются непосредственно со склада Melexis. При небольшом объеме выпуска продукции потребители могут настроить свои устройства с помощью проверенных программных инструментов, доступных на сайте Melexis.

Texas Instruments создала первый в отрасли нановаттный усилитель с нулевым дрейфом

Самый точный нановаттный операционный усилитель снизит потребление мощности в высокоточных приложениях Интернета вещей, промышленных и персональных электронных устройствах

Texas Instruments (TI) представила первый операционный усилитель (ОУ), сочетающий сверхвысокую точность с самым низким в отрасли потреблением тока. Исключительное соотношение потребляемой мощности и прецизионности усилителя с нулевым дрейфом LPV821 позволит разработчикам достичь максимальной достоверности измерений сигналов постоянного тока при расходе энергии на 60% меньшем, чем у конкурирующих усилителей с нулевым дрейфом. LPV821 предназначен для использования в высокоточных приложениях, таких как беспроводные сенсорные узлы, оборудование домашней и промышленной автоматизации и портативные электронные устройства.



LPV821 является новейшим устройством в портфеле малопотребляющих ОУ компании TI, которое позволит инженерам создавать

более легкие и миниатюрные приложения с большим сроком службы при использовании батарей меньшей емкости.

Ключевые особенности и преимущества операционного усилителя LPV821

- **Исключительное соотношение точности и потребляемой мощности:**

Потребляющий лишь наноамперы усилитель LPV821 с оптимизированными характеристиками смещения, дрейфа и фликер-шумов ($1/f$), чрезвычайно полезен для приложений, где первостепенное значение имеют высокая точность и низкая мощность потребления, включая промышленные детекторы газов, передатчики сигналов датчиков и батарейные блоки.

- **Сниженное на 60% потребление мощности:**

Благодаря наименьшему в своем классе току потребления 650 нА, LPV821 способен снизить расход энергии в высокоточных системах и обеспечить более продолжительную работу батарей, чем конкурирующие устройства с нулевым дрейфом.

- **Высокая точность измерения сигналов постоянного тока:**

Технология нулевого дрейфа позволяет снизить начальное смещение до 10 мкВ и дрейф смещения до $0.02 \text{ мкВ}/^\circ\text{C}$, а также минимизировать уровень фликер-шумов, предоставляя инженерам возможность

достижения максимальной точности измерения сигналов постоянного тока и динамической коррекции ошибок. Кроме того, технология автокалибровки помогает снизить стоимость разработки и ускорить выход на рынок готового продукта.

- **Работа без выключения питания:**

Благодаря сверхнизкому потреблению мощности, глюкометры и другие устройства, питающиеся от электрохимических элементов, можно никогда не отключать от батарей. Помимо этого, низкий ток потребления дает возможность упростить внешнюю схему, требуемую для включения и выключения усилителя.

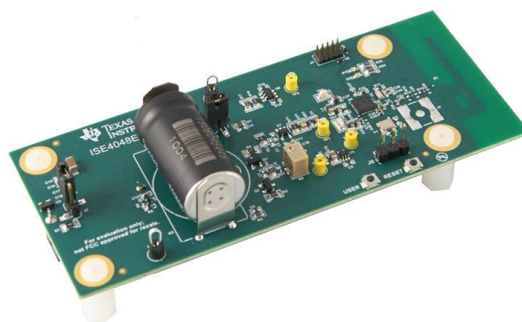
- **Поддержка высокоимпедансных датчиков:**

Входной ток смещения 7 пА и фликер-шум 3.9 мкВ пик-пик позволяют подключать к усилителю высокоомные датчики, обеспечивая лучшую точность измерений в прецизионных системах.

Чтобы снизить мощность потребления еще больше, управляя автоматическим пробуждением таких устройств, как субгигагерцовый беспроводной микроконтроллер CC1310 SimpleLink, инженеры могут использовать LPV821 совместно с микромощным компаратором TLV3691 или микромощным аналого-цифровым преобразователем ADS7142.

Инструменты и средства ускорения разработки

Разработчики имеют возможность предсказать поведение разрабатываемой схемы,



Оценочный набор малопотребляющего детектора угарного газа TIDA-00756, способного более 10 лет проработать от таблеточного элемента питания.

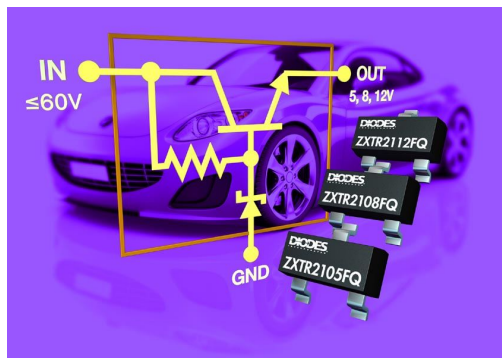
загрузив с сайта компании SPICE модель TINA-TI операционного усилителя LPV821. Кроме того, для первого знакомства с новым ОУ можно воспользоваться оценочными наборами постоянно включенного малопотребляющего измерителя концентрации угарного газа, способного более 10 лет проработать от таблеточного элемента питания, или микромощного усилителя электрохимического газового датчика.

Корпус, доступность и цена

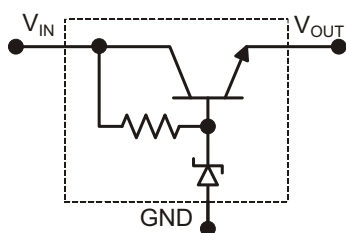
В настоящее время доступны предсерийные образцы операционных усилителей LPV821 в миниатюрном 5-выводном транзисторном корпусе SOT-23, которые можно приобрести в онлайн магазине TI или у авторизованных дистрибьюторов компании. Цена одной микросхемы в партиях из 1000 приборов начинается от \$0.80.

Серия новых транзисторных стабилизаторов компании Diodes выдерживает броски напряжения до 60 В

Компания Diodes анонсировала выпуск транзисторных стабилизаторов напряжения



ZXR2105FQ, ZXR2108FQ и ZXR2112FQ. По уровню надежности и организации производственного процесса устройства отвечают требованиям автомобильных стандартов АЕС-Q101. Рассчитанные на выходные напряжения 5 В, 8 В и 12 В при номинальном напряжении аккумуляторной батареи 12 В или 24 В транзисторные стабилизаторы хорошо подходят для питания электроники транспортных средств. Приборы нового семейства, выдерживающие броски напряжения до 60 В, ориентированы на приложения, в которых не могут использоваться стандартные линейные стабилизаторы.



Внутренняя схема устройства.

Стабилизаторы, в корпусе SOT23 которых объединены транзистор, стабилитрон и резистор, уменьшают количество необходимых компонентов и увеличивают надежность системы за счет сокращения числа межсоединений на плате. ZXTR2105FQ создавался для приложений, требующих стабилизированного напряжения $5\text{ В} \pm 5\%$ при питании от батареи 12 В , то есть, для микроконтроллеров с рекомендованным диапазоном напряжений

питания от 4.7 В до 5.3 В . ZXTR2112FQ предназначен для легковых и грузовых автомобилей, имеющих аккумуляторы 24 В , но нуждающихся в напряжении $12\text{ В} \pm 10\%$ для таких приложений, как, например, питание драйверов затворов. Все транзисторные стабилизаторы рассчитаны на выходные токи до 15 мА .

Максимально допустимое входное напряжение 60 В при гарантированном отсутствии защелкивания и сохранении режима стабилизации дает достаточный запас устойчивости к большим броскам напряжения и вносит дополнительный вклад в надежность системы.

ZXTR21xxFQ, обеспечивающие высоконадежные и компактные решения для электроники транспортных средств, в партиях из $10,000$ приборов продаются по цене $\$0.15$ за штуку.

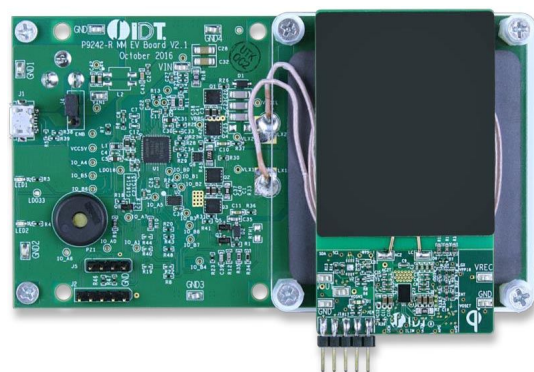
IDT представляет решение для беспроводной передачи энергии с поддержкой аутентификации и двухстороннего обмена данными

Комплект для быстрой разработки 15-ваттной системы беспроводной передачи энергии позволяет распознавать проприетарные промышленные и медицинские решения

Integrated Device Technology (IDT) анонсировала выпуск чипсета для беспроводной передачи 15 Вт электроэнергии с двунаправленным каналом обмена данными между передатчиком и приемником. Коммуникационный канал позволяет потребителям аутентифицировать приемник беспроводного зарядного устройства с конкретной зарядной базой и передавать данные без использования какого-либо дополнительного оборудования. Это первое в отрасли широкодоступное 15-ваттное решение с запатентованным

сопряжением передающего и приемного устройств, предназначенное для множества приложений беспроводного питания.

На приемной и передающей платах оценочного набора WP15WBD-RK установлены 15-ваттные микросхемы P9242-R3 и P9221-R3 беспроводного передатчика и приемника энергии, соответственно. Внутриполосная двухсторонняя связь осуществляется путем передачи сигналов между силовыми катуш-



Оценочный набор WP15WBD-RK системы беспроводной передачи энергии с каналом двустороннего обмена.

ками с помощью встроенной микропроцессорной технологии и запатентованных IDT алгоритмов, не требуя никаких дополнительных катушек, антенн или компонентов.

Двухнаправленная передача данных, добавляемая демонстрационным набором WP15WBD-RK к стандартным оценочным комплектам IDT, совместимым со спецификацией WPC 1.2, не ограничивает возможностей ни одной из существующих функций. Это

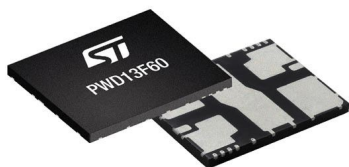
решение обеспечивает лучший в отрасли КПД передачи мощности от входа передатчика до выхода приемника, превышающий 87%.

Демонстрационный набор WP15WBD-RK для беспроводной передачи энергии включает простые в использовании оценочные платы и всестороннюю поддержку разработки, упрощающую системную интеграцию и позволяющую немедленно приступить к созданию прототипа.

Модуль полномостового драйвера STMicroelectronics упростит разработку и сборку конечных продуктов

Предлагаемая STMicroelectronics новая система в корпусе с габаритами 13 мм × 11 мм содержит законченный 600-вольтный однофазный полный мост на основе MOSFET с выходными токами до 8 А. Модуль PWD13F60 позволяет снизить стоимость комплектующих и сберечь место на печатной плате в таких приложениях как промышленные драйверы электродвигателей, электронные балласты ламп, источники питания, преобразователи и инверторы.

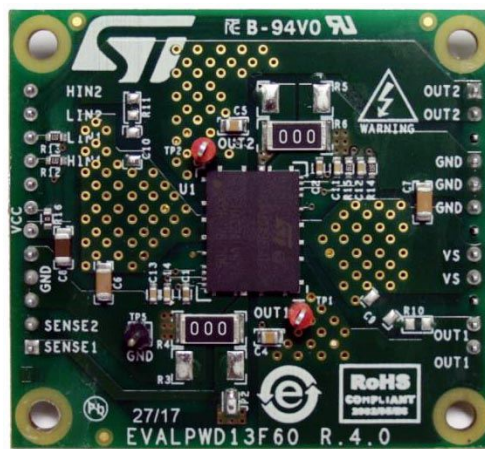
High-density power SiP
with full bridge & gate drivers



Занимая на печатной плате на 60% меньше места, чем аналогичные решения на дискретных компонентах, PWD13F60 может повысить плотность мощности конечного приложения. Благодаря интеграции четырех мощных MOSFET, удалось создать уникальную по своей эффективности альтернативу другим модулям, предлагаемым на современном рынке, и представленным, как правило, полумостовыми или шеститранзисторными трехфазными приборами. В то время как при использовании этих устройств в схеме однофазного полного моста либо потребовались

бы два модуля, либо остались неиспользованные внутренние MOSFET, PWD13F60 позволяет реализовать законченное решение на одном модуле. Кроме того, модуль может гибко конфигурироваться как один мостовой или два полумостовых преобразователя.

В модулях PWD13F60, основанных на собственной технологической платформе BCD6s компании ST, интегрированы драйверы затворов мощных MOSFET и бутстрепные диоды, необходимые для управления транзисторами верхнего плеча, что упрощает разработку печатной платы и сборку устройства за счет исключения внешних компонентов. Драйверы затворов оптимизированы для надежного переключения транзисторов и низкого уровня электромагнитных излучений. Кроме того, модуль содержит цепи защиты от сквозных токов и блокировки при пони-



Высоковольтная оценочная плата полномостового драйвера PWD13F60.

женном напряжении, обеспечивающие безопасность системы при одновременной миниатюризации ее размеров.

PWD13F60 отличается широким диапазоном напряжений питания, нижняя граница которого для максимальной гибкости и простоты разработки снижена до 6.5 В. Входы модуля поддерживают уровни логических

сигналов от 3.3 В до 15 В, что упрощает подключение к нему микроконтроллеров, цифровых сигнальных процессоров или датчиков Холла.

Модуль PWD13F60 выпускается в корпусе VFQFPN с несколькими теплоотводящими площадками, и при заказе 1000 приборов продается по ценам, начинающимся от \$2.65.

Контроллер кнопки включения нагрузки компании Torex увеличит время автономной работы носимых устройств

Torex Semiconductor начала серийное производство семейства микросхем управления кнопкой включения нагрузки для устройств с питанием от батарей малой емкости. Эти микросхемы позволят значительно снизить мощность, потребляемую в периоды бездействия после отгрузки с завода, и отключать питание в случае зависания системы.

Расширяющееся в последние годы использование носимой электроники и устройств Интернета вещей (IoT) требует миниатюризации приборов с батарейным питанием, а также снижения потребляемой ими мощности и продления срока службы батарей.



Выпущенные Torex контроллеры кнопки XC6192 могут внести значительный вклад в решение проблем миниатюризации, энергосбережения и увеличения времени автономной работы.

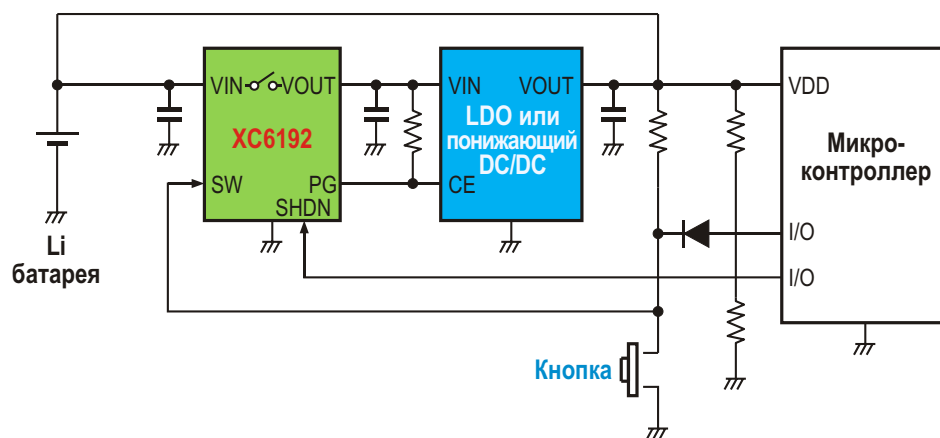
Способы, которыми можно отключить основное питание для экономии энергии, включают перевод микроконтроллера в режим глубокого сна и формирование ключа, основанного на микроконтроллере и дополнительных схемах. Новые контроллеры позволяют управлять включением/выключением питания с помощью одной только микросхемы без использования внешних компонентов.

Кроме того, разрывая линию питания устройств с установленной батареей после отгрузки с завода, микросхемы намного снижают потери энергии во время длительного хранения на складе. Типовой ток, потребляемый устройством при отключенном питании, составляет всего 10 нА.

Когда при зависании системы возникает необходимость в принудительном отключении питания, сделать это в устройстве, включение и выключение которого реализуется микроконтроллером, невозможно никаким способом. Однако новые микросхемы позволяют уверенно отключать питание независимо от системы (микроконтроллера).

Для включения/выключения источника питания микросхемы используют сигнал кнопки, уже имеющейся в устройстве. Вследствие необходимости снижения цены, экономии монтажной площади, повышения удобства управления и улучшения гидроизоляции количество кнопок в устройствах в последние годы неуклонно сокращалось. В то же время количество функций, выполняемых одной кнопкой, увеличивалось. Микросхемы позволяют выбирать время задержки включения питания равным 0.5 с, 1 с, 3 с или 5 с, а время выключения – 3 с, 5 с, 10 с или 15 с. Внутри этих выбранных интервалов может быть выполнено множество различных операций, благодаря чему появляется возможность добавить к одной многофункциональной кнопке функцию включения/выключения питания.

Микросхемы идеально подходят для беспроводных наушников и слуховых аппаратов, для которых первостепенное значение имеют миниатюризация и экономия энергии, а также для устройств IoT и приборов систем безопасности, важнейшей характеристикой которых является длительное время автономной работы.



Типовая схема включения XC6192.

Особенности микросхем серии XC6192

- Включение/выключение питания выполняется одной микросхемой без использования внешних компонентов;
- Внутренний ключ для включения/выключения питания;
- Расширенная функциональность при низком токе потребления, включающая ограничение пусковых токов, защиту от коротких замыканий и выходной сигнал «Питание в норме»;

- Для снижения потребляемого тока до 10 нА (тип.) в период длительного хранения на складе после отгрузки с завода может использоваться режим отключения;
- Выбор времени задержки включения питания из ряда 0.5 с, 1 с, 3 с, 5 с;
- Выбор времени задержки выключения питания из ряда 3 с, 5 с, 10 с, 15 с;
- Миниатюрный сверхнизкопрофильный корпус USP-8B06 с размерами 2.0 × 2.0 × 0.33 мм.

Однокристалльный симметрирующий трансформатор STMicroelectronics заменяет все элементы, необходимые для согласования антенны

STMicroelectronics (ST) представила согласованный симметрирующий трансформатор для своего маломощного передатчика S2-LP диапазона 868-927 МГц, который поможет инженерам максимально упростить проектирование радиочастотных цепей и уменьшить площадь печатной платы

в критичных к цене и размерам датчиках Интернета вещей, интеллектуальных счетчиках, средствах сигнализации, устройствах дистанционного управления, оборудовании автоматизации зданий и приложениях управления производственными процессами.

BALF-SPI2-01D3 площадью 3.26 мм² содержит все компоненты, необходимые для согласования импедансов и фильтрации сигналов, заменяя в обычных схемах 16 дискретных конденсаторов и индуктивностей, занимающих на печатной плате до 100 мм², позволяя таким образом сэкономить до 96% площади.

Новый прибор не только сберегает место на плате, но и значительно упрощает процесс разработки схемы, освобождая конструктора от необходимости расчета номиналов компонентов или решения сложных задач разме-

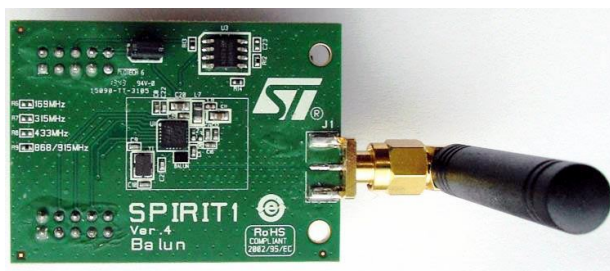
Tiny single-chip balun
for sub-1 GHz radio



щения элементов. Вместе с симметрирующим трансформатором, полностью оптимизированным для S2-LP, предлагаются протестированные и проверенные рекомендации по подключению, прямое следование которым может обеспечить наилучшие радиочастотные характеристики устройства.

BALF-SPI2-01D3 стал самым последним прибором в семействе интегральных симметрирующих трансформаторов компании ST. В настоящее время это семейство насчитывает 16 устройств площадью от 0.8 мм² и высотой после оплавления припоя всего 0.56 мм, предназначенных для совместного использования как с выпускаемыми ST субгигагерцовыми радиочастотными схемами и радиоустройствами Bluetooth LE диапазона 2.4 ГГц, так и с различными приемопередатчиками других производителей.

Критически важной для этих высокоинтегрированных согласующих приборов является разработанная ST технология изготовления пассивных устройств на непроводящей стеклянной подложке, обеспечивающая низкие потери радиочастотного сигнала и низкий разбаланс амплитуд и фаз, что в итоге позволяет получить превосходные радиочастотные характеристики и увеличить время работы устройств с батарейным питанием. В связи с расширением использования подключаемых интеллектуальных объектов для под-



Дочерняя плата STEVAL-IKR002V4B оценочного набора с приемопередатчиком SPIRIT1 диапазона 868 МГц для интегрального симметрирующего трансформатора BALF-SPI2-01D3.

держки растущих потребительских запросов, повышения эффективности бизнеса и предоставления новых услуг в коммерческом, энергетическом и промышленном секторах, разработчики могут получить конкурентное преимущество на этих быстрорастущих рынках, воспользовавшись предлагаемыми ST интегральными симметрирующими трансформаторами для снижения размеров своих продуктов, улучшения их характеристик и сокращения сроков разработки.

BALF-SPI2-01D3 уже выпускается серийно в 6-контактном корпусе с размерами кристалла (2.1 мм × 1.55 мм) и в партиях из 500 приборов продается по ценам, начинающимся от \$0.176 за штуку.

Контроллер преобразователя с корректором коэффициента мощности компании Diodes повысит энергоэффективность светодиодных источников света

Компания Diodes представила высокоэффективный автономный контроллер стабилизированного преобразователя с корректором коэффициента мощности, сочетающий



высокий коэффициент мощности с малым уровнем гармонических искажений и низким потреблением в режиме ожидания, что полностью отвечает требованиям, предъявляемым к коммерческим приложениям и системам интегрированного освещения.

Основанный на платформе, поддерживающей как обратноходовую, так и понижающую топологию, контроллер AL1788 стабилизирует напряжение на первичной стороне, исключая необходимость в использовании оптрона для обратной связи со стороны вторичной обмотки. Такая архитектура обеспечивает превосходные характеристики преобразователя, в частности, высокий КПД, достигающий 91%, точность стабилизации не

хуже 2% во всех диапазонах нагрузки и входного напряжения и мощность потребления в дежурном режиме менее 0.2 Вт.

Предназначенный для работы с внешним MOSFET контроллер AL1788 питает светодиодную нагрузку стабилизированным напряжением при коэффициенте мощности, превышающем 0.9, и меньшем, чем у конкурентов, энергопотреблением в дежурном режиме. Высокий коэффициент мощности достигается за счет фиксированной длительности импульса, в то время как квазирезонансный режим с переключением в минимуме стокового напряжения MOSFET минимизирует потери переключения и уровень излучаемых помех.

Стабилизация по первичной стороне упрощает выходные цепи, что позволяет создавать более компактные устройства светодиодного освещения. Режим стабилизации выходного напряжения поддерживается цепью обратной связи, образованной дополнительной обмоткой, связанной с обмоткой вторичной стороны.

Впечатляющие значения коэффициентов мощности и нелинейных искажений AL1788 сохраняются в широком диапазоне входных напряжений в интервале от 50% до 100% номинальной выходной мощности. AL1788 работает в режиме граничной проводимости, потребляя, как при запуске, так и в режиме стабилизации, низкие токи, типовые значения которых равны, соответственно, 3 мкА и 500 мкА. AL1788 обеспечивает выполнение нормативных требований, предъявляемых к потреблению мощности в дежурном режиме.

Комплексный набор функций безопасности включает защиту от короткого замыкания и обрыва нагрузки, от перегрева, перегрузки по напряжению и току, а также блокировку при пониженном входном напряжении.

Контроллер AL1788 выпускается в корпусе SOT26 (SC74R) и уже доступен для заказа. В 2018 году планируется к выходу версия с интегрированным MOSFET в корпусе SO-7. Оба прибора не содержат свинца, галогенов и сурьмы и полностью соответствуют требованиям директивы RoHS.

С новым контроллером беспроводной зарядки STMicroelectronics смартфоны и планшеты будут заряжаться в три раза быстрее

Новый контроллер зарядного устройства поддерживает новейший промышленный стандарт Qi Extended Power, разработанный для более быстрой зарядки смартфонов и планшетов, запатентованные функции безопасности и обнаружения устройств, потребляет наименьшую в своем классе мощность в режиме ожидания, а также обладает рядом уникальных особенностей, повышающих удобство и эффективность работы пользователей

Продолжая развивать технологии беспроводного питания мобильных устройств, STMicroelectronics представила одну из первых в мире микросхем, поддерживающих новейший промышленный стандарт быстрой зарядки.

В наши дни люди используют свои смартфоны и планшеты настолько интенсивно, что многие из них требуют подзарядки батареи несколько раз в день. При беспроводном питании пользователям не нужно носить с собой зарядное устройство или громоздкий внешний аккумулятор, а свои электронные устройства они могут заряжать так же быстро, как и с помощью кабеля. Поэтому сегодня все больше крупных производителей

мобильных устройств внедряет технологии беспроводной передачи энергии, объединяясь в промышленные альянсы для совместимости выпускаемых продуктов.

Пользователям, находящимся в движении, необходимо, чтобы их мобильные телефоны могли заряжаться в течение нескольких минут, например, за время перерыва или совещания, и при первой необходимости вновь были готовыми к работе. С этой целью Консорциум беспроводной передачи энергии (WPC), поддерживающий широко распространенный промышленный стандарт Qi, представил расширенный профиль Extended Power для ускоренной зарядки. За счет повышения максимальной мощности зарядки от 5

Advanced wireless-charger IC faster charging with extra safety



Вт до 15 Вт, этот новый профиль позволяет заряжать устройства до трех раз быстрее.

STWBC-EP – один из первых на рынке контроллеров беспроводной зарядки с поддержкой спецификации Qi Extended Power, который, потребляя всего 16 мВт в режиме ожидания и имея лучшую в своем классе энергетическую эффективность, способен передавать устройству более 80% общей потребляемой мощности, а также обладает рядом уникальных функций, разработанных ST для большего удобства пользователей. В нем реализован новый запатентованный метод активного обнаружения, позволяющий быстро активизировать систему при выявлении требующего зарядки совместимого устройства. Кроме того, запатентованная технология обнаружения посторонних объектов (Foreign Object Detection – FOD) повышает эффективность системы, снижая мощность и предотвращая перегрев в случае, когда объекты, содержащие металлы, установлены слишком близко к зарядному устройству. Наличие других уникальных инновационных решений улучшает управление мощностью и передачей энергии, что дает возможность создавать максимально эффективные и простые в использовании устройства.

Высокий уровень интеграции контроллера STWBC-EP упрощает разработку зарядных устройств, а широкий диапазон рабочих напряжений – от 5 В, используемых в USB, до 12 В – обеспечивает необходимую гибкость в работе.

Для ускорения вывода продукции на рынок ST подготовила разработчикам демонстрационный комплект с готовой к использованию платой 15-ваттного передатчика, поддерживающего стандарт Qi, и комплект документации, необходимой для начала работы. Для создания законченных приложений ST

предлагает также микросхему 15-ваттного приемника STWLC33, предназначенную для устройств с быстрой зарядкой.

Контроллер STWBC-EP выпускается в 32-выводном корпусе QFN с размерами 5 мм × 5 мм и продается по ценам, начинающимся от \$3.175 за штуку в партиях из 1000 микросхем.

Техническая информация

STWBC-EP содержит повышающий DC/DC преобразователь и контроллер, в прошивке которого уже реализованы алгоритмы зарядки Qi, благодаря чему проекту не требуются ни дополнительный микроконтроллер, ни специальные программы. Работающие вместе преобразователь и контроллер формируют, соответственно, напряжение питания и сигналы управления для внешнего полумостового силового каскада, возбуждающего передающую антенну зарядной станции. Такая архитектура обеспечивает максимальную гибкость, позволяя разработчикам оптимально подбирать компоненты полумоста и его драйверов для любого напряжения питания от 5 В до 12 В, а также гарантировать совместимость с USB-устройствами быстрой зарядки.



Оценочный набор STEVAL-ISB044V1.

Оценочный набор STEVAL-ISB044V1 содержит 15-ваттный Qi-совместимый базовый проект MP-A10, 12-вольтный AC/DC адаптер с выходным током до 2 А, конвертер USB/UART для подключения к ПК, кабель USB, а также предустановленное программное обеспечение. Помимо справочной документации в комплекте содержится запускаяемый на ПК графический конфигуратор, помогающий в установке необходимых параметров проекта.

Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку

Часть 2

Окончание. Начало в номере 11-2017

Александр Русу, Одесса, Украина

Режим холостого хода

В соответствии с (7) и (9), поддержку режима легкой нагрузки можно обеспечить путем уменьшения среднего значения магнитного потока $\Phi_{\text{ср}}$, желательно без изменения t_1 и, соответственно, t_2 . Согласно (5), переменная составляющая определяется с учетом знака магнитного потока, поэтому, если принять $\Phi_{\text{нач}} = -\Phi_{\text{кон}}$, то, по формуле (8), получим $\Phi_{\text{ср}} = 0$ при произвольных значениях $\Phi_{\text{нач}}$, $\Phi_{\text{кон}}$.

Что нам это дает? Переменная составляющая магнитного потока зависит от соотношения напряжений на входе и выходе пре-

образователя; от $U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}$, согласно (9), зависит t_1 , а от него, согласно (4), t_2 . Поэтому во время работы преобразователя фактически определяется контуром стабилизации напряжения. Если при 100% мощности преобразователь работает в безразрывном режиме ($\Phi_{\text{нач}} > 0$), то по мере уменьшения тока нагрузки значения $\Phi_{\text{нач}}$ и $\Phi_{\text{кон}}$ уменьшаются на одинаковую величину без изменения t_1 . Эти процессы происходят до тех пор, пока $\Phi_{\text{нач}}$ не достигнет нулевого значения (Рисунок 6). С этого момента преобразователь переходит в режим легкой нагрузки, и его дальнейшая работа уже зависит от элементной базы силовой части.

Если ключ S2 сделан на основе неуправляемого полупроводникового диода, то преобразователь перейдет в разрывный режим, при котором $\Phi_{\text{нач}}$ и $\Phi_{\text{ср}}$ уменьшаются одновременно за счет уменьшения t_1 . Но если ключи S1 и S2 способны пропускать ток в обоих направлениях, например, при реализации их на основе MOSFET, то преобразователь перейдет в режим принудительной непрерывной проводимости, при котором знаки $\Phi_{\text{нач}}$ и $\Phi_{\text{кон}}$ будут отличаться. В этом режиме переменная составляющая не изменяется, а уменьшение преобразуемой мощности происходит только за счет уменьшения $\Phi_{\text{ср}}$.

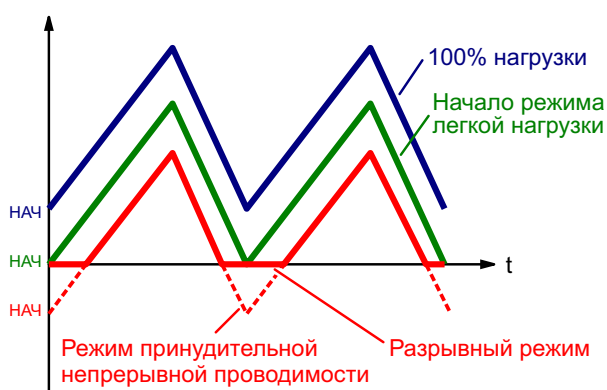


Рисунок 6. Магнитный поток дросселя при уменьшении тока нагрузки.

Дальнейшее уменьшение тока нагрузки приведет к еще большему смещению магнитного потока дросселя в отрицательную область. При полном отключении нагрузки преобразователь перейдет в режим холостого хода, особенностью которого является соблюдение равенства $W_{\text{НАЧ}} = -W_{\text{КОН}}$. В этом режиме между конденсаторами C1 и C2 происходит обмен энергией величиной W_{XX} (Рисунок 7):

$$W_{\text{XX}} = \frac{1}{8A_L} \cdot \quad (10)$$

При замыкании ключа S1 энергия W_{XX} из дросселя L1 вначале передается в конденсатор C1 до тех пор, пока магнитный поток не достигнет нулевого значения, и дроссель L1

не разрядится. После этого под действием напряжения на конденсаторе C1 энергия снова начнет поступать в дроссель, но уже при другой полярности магнитного потока. К моменту размыкания ключа S1 в дросселе L1 будет содержаться W_{XX} энергии, которая после коммутации ключей S1 и S2 начнет передаваться в конденсатор C2. В середине второго этапа преобразования, после полного разряда дросселя, под действием напряжения на конденсаторе C2 магнитный поток снова изменит знак, и дроссель начнет потреблять энергию из конденсатора C2.

Очевидным достоинством принудительной непрерывной проводимости при легкой нагрузке является полная управляемость преобразователя. В этом режиме длительности t_1 и t_2 не зависят от тока нагрузки, что

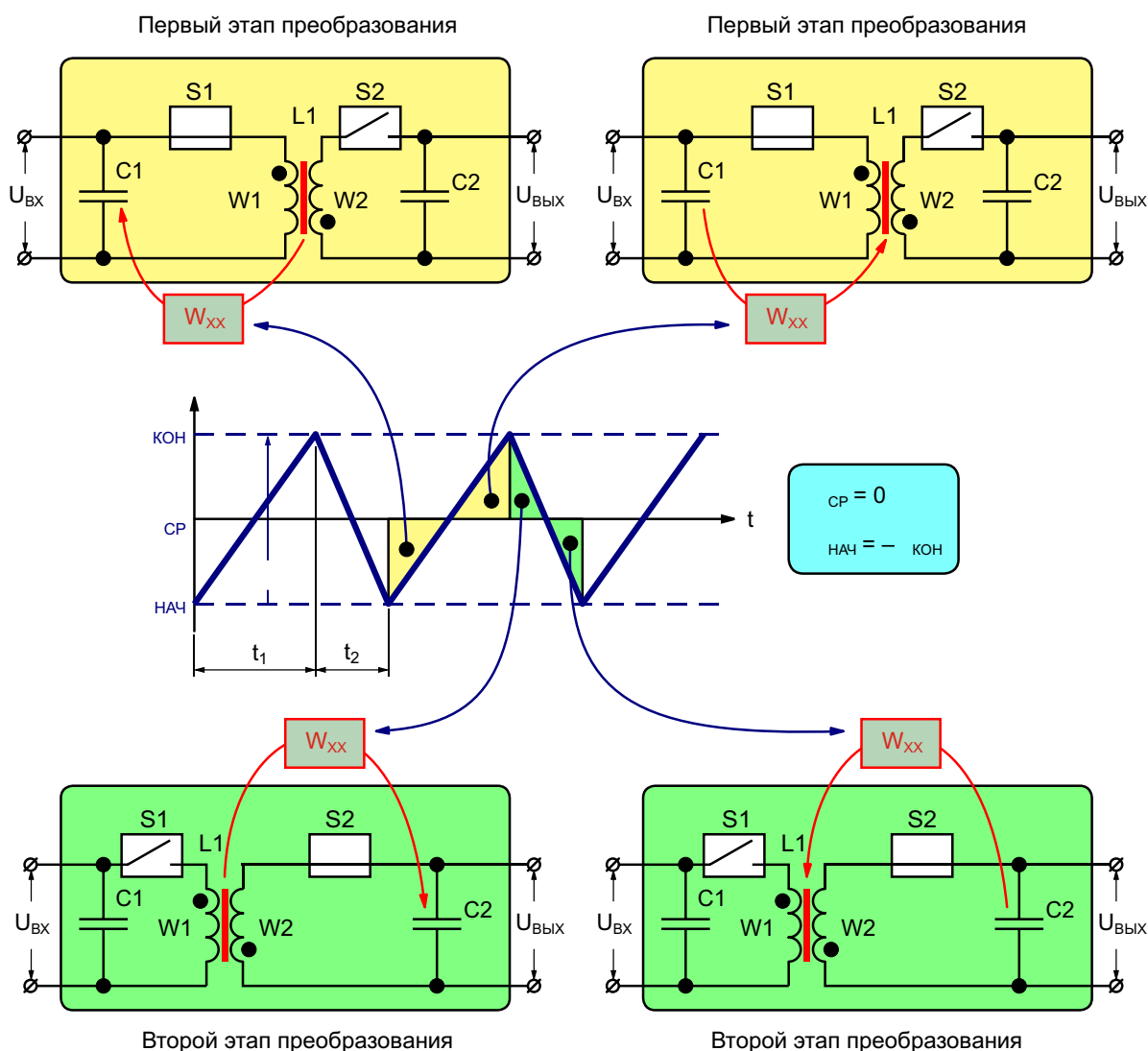


Рисунок 7. Работа преобразователя в режиме холостого хода.

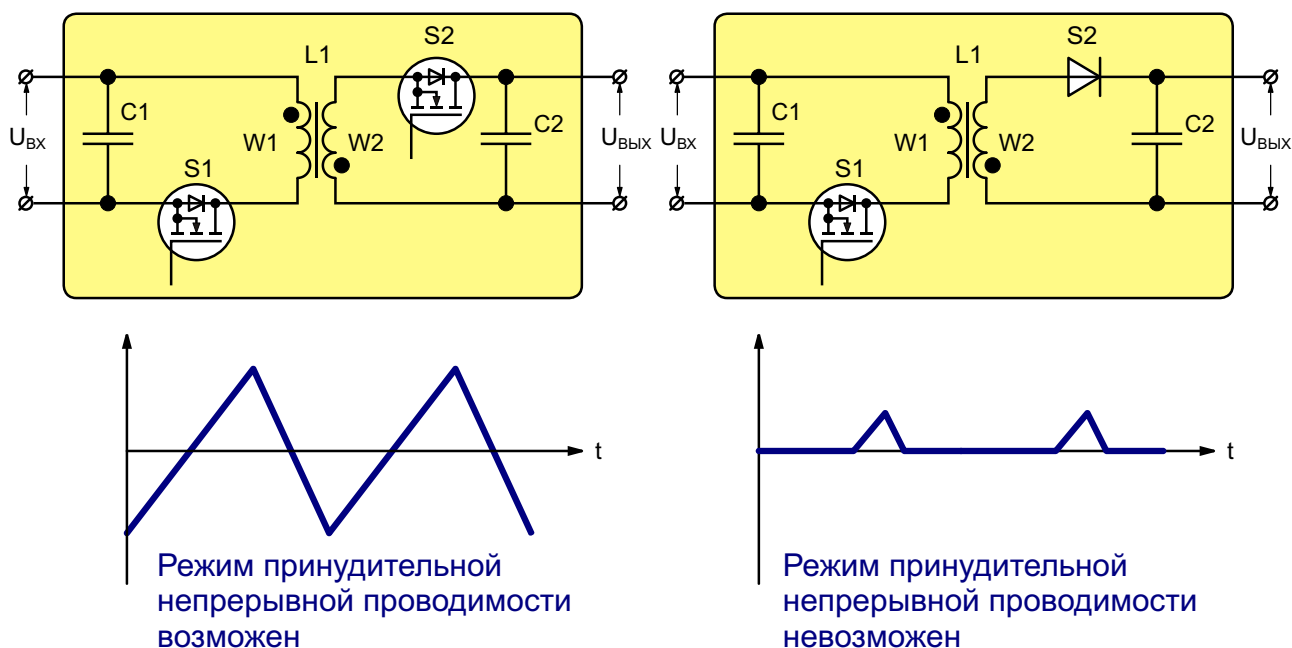


Рисунок 8. Синхронный и несинхронный преобразователи.

обеспечивает максимально эффективную регулировку выходного напряжения, в отличие от разрывного режима и режима пропуска импульсов. К недостаткам следует отнести повышенные потери из-за вынужденного преобразования энергии W_{xx} , что для некоторых приложений может быть серьезной проблемой.

Режим принудительной непрерывной проводимости возможен только в случаях, когда ключи S1 и S2 обеспечивают протекание тока в обоих направлениях, ведь при переменном магнитном потоке, в соответствии с законом полного тока, ток в обмотках также будет переменным. Для рассматриваемого обратноходового преобразователя, в котором ток всег-

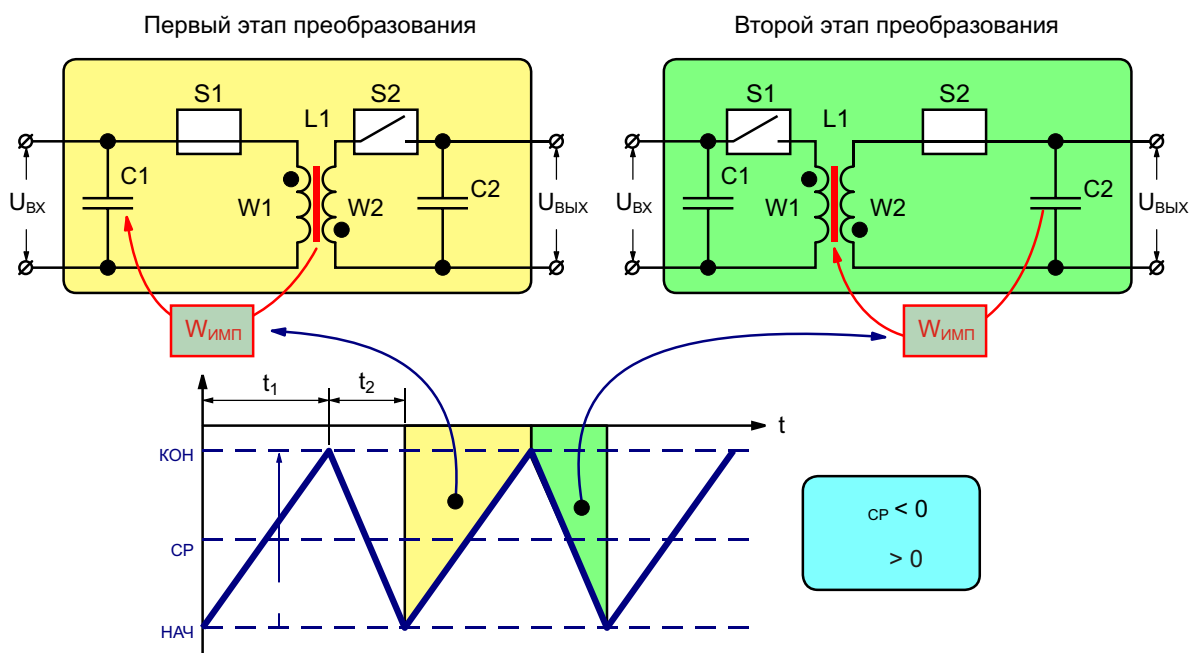


Рисунок 9. Режим рекуперации.

да протекает только по одной обмотке, связь токов I_1 и I_2 обмоток W_1 и W_2 с магнитным потоком будет определяться формулами:

$$I_1 \overline{A_L N_1}, I_2 \overline{A_L N_2}. \quad (11)$$

Из доступной элементной базы пропускать ток в обоих направлениях могут только MOSFET, поэтому режим принудительной непрерывной проводимости возможен лишь в синхронных преобразователях на основе этого типа полупроводниковых приборов (Рисунок 8). Если хоть один из ключей S1 и S2 выполнен на основе биполярных транзисторов, IGBT, диодов или других элементов, в которых ток может протекать только в одном направлении, для реализации режима принудительной непрерывной проводимости необходимо принимать дополнительные меры.

Также становится очевидной и роль конденсаторов C1 и C2, которые выступают не только в качестве фильтров, но еще и в качес-

тве накопителей энергии, принципиально необходимых для работы при легкой нагрузке.

Режим рекуперации

А что произойдет, если среднее значение магнитного потока дросселя Φ_{CP} будет иметь знак, противоположный, например, если $\Phi_{НАЧ} < 0$ и $\Phi_{КОН} < 0$, при соблюдении условия $\Phi_{НАЧ} < \Phi_{КОН}$? В этом случае, согласно (7), $W_{ИМП} < 0$, и энергия через преобразователь пойдет в обратном направлении – с выхода на вход (Рисунок 9).

Когда такой режим необходим? Например, если вход преобразователя подключен к системной питающей шине, а выход – к аккумуляторной батарее, содержащей аварийный запас энергии (Рисунок 10). В нормальном режиме система питается от основного источника, а преобразователь выполняет функцию зарядного устройства, при этом энергия передается с входа на выход преобразователя, что соответствует режиму передачи. Если аккумулятор заряжен, то энергия

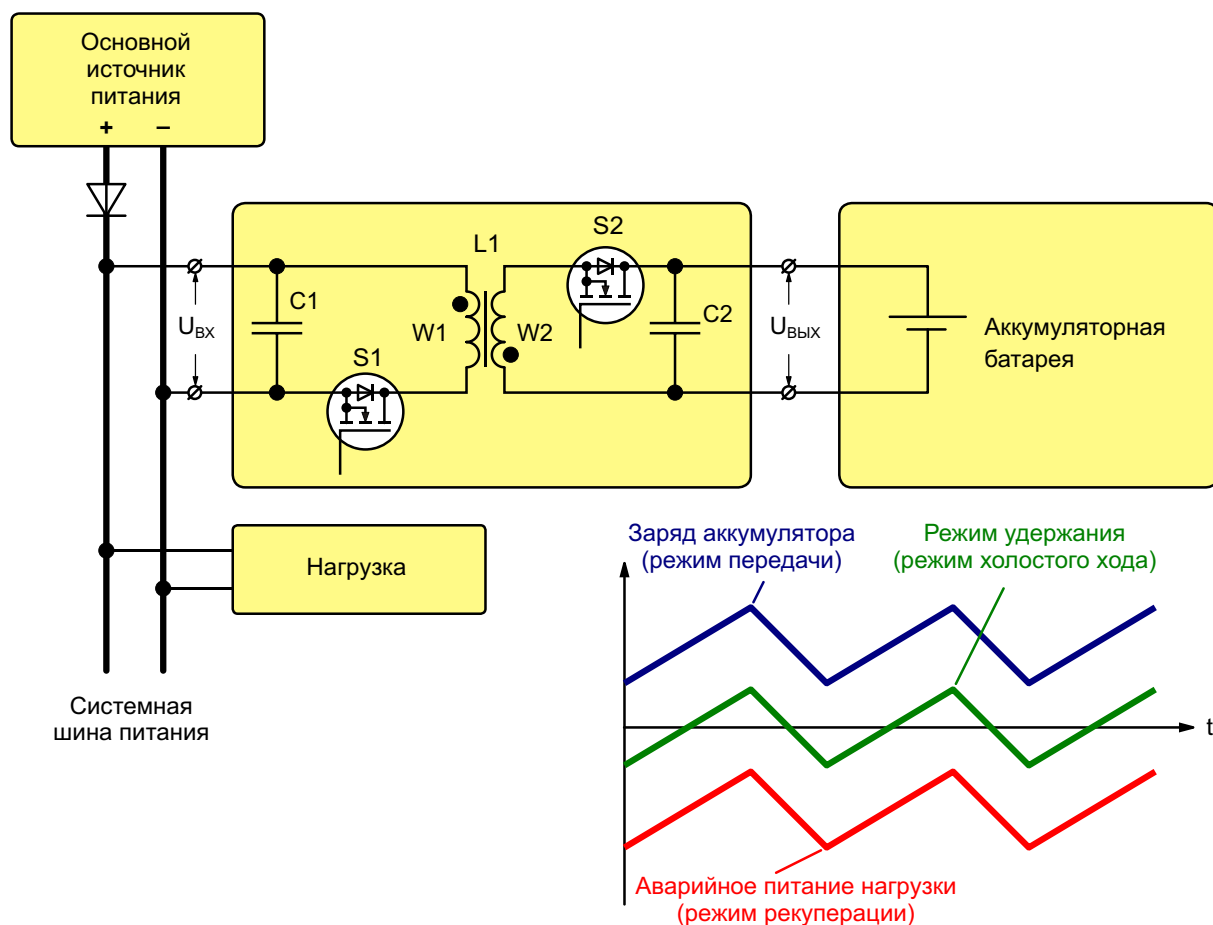


Рисунок 10. Пример работы преобразователя в трех режимах.

никуда не передается, и преобразователь работает в режиме холостого хода. При аварии основного источника энергия из аккумулятора через преобразователь, работающий в режиме рекуперации, поступает на шину питания, обеспечивая питанием нагрузку.

Необходимо отметить, что переход из одного режима в другой происходит автоматически, без какого-либо участия со стороны контроллера, основной задачей которого в этом случае является только поддержание нужного соотношения t_1/t_2 так, чтобы, согласно (9), обеспечить или требуемое значение $U_{ВХ}/U_{ВЫХ}$, или требуемый ток нагрузки.

Заключение

Для того чтобы режим легкой нагрузки не создавал проблем, магнитный поток дросселя должен иметь возможность изменять свою полярность. Если это условие не выполняется, то чем «легче» нагрузка, тем сложнее обеспечить стабильное напряжение на выходе, поскольку при однополярном магнитном потоке дросселя импульсный преобразователь без нагрузки работать не может в принципе.

При DC/DC преобразовании это проще всего обеспечить при помощи синхронных преобразователей на основе MOSFET. Также

это автоматически выполняется в AC/AC преобразователях, поскольку в них протекание переменного тока через силовые ключи, впрочем, как и работа на реактивную нагрузку, является обязательным условием. В остальных случаях необходимо внимательно прорабатывать режим легкой нагрузки, для обеспечения требуемых точности, надежности, КПД и прочих характеристик преобразователя. **РЛ**

Список источников

1. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. – 2016. – №2(62). – С.10–24.
2. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА) – 2016. – №6. – С.17–29.
3. Русу А.П. Импульсное преобразование переменного тока // РадиоЛоцман – 2017. – №6. – С.24–32.
4. Русу А.П. Откуда появились базовые схемы преобразователей. Часть 1 // РадиоЛоцман – 2017. – №9. – С.28–31.
5. Русу А.П. Откуда появились базовые схемы преобразователей. Часть 2 // РадиоЛоцман – 2017. – №10. – С.32–38.

Убедитесь в правильном выборе тока светодиода вашего оптоизлятора

Brian King, Texas Instruments

EDN

В изолированных источниках питания для передачи сигнала обратной связи через изолирующий барьер используются оптрона. Внутри оптрона размещаются светодиод и фотодетектор. Ток, идущий через светодиод, приводит к появлению пропорционального тока в фотодетекторе. Коэффициент передачи тока (current transfer ratio – CTR) определяется как отношение токов фотодетектора и

светодиода и обычно имеет очень большой разброс. Конструируя цепь изолированной обратной связи, необходимо учитывать разброс параметров оптоизолятора и всех других компонентов, определяющих большой коэффициент усиления сигнала. Пренебрежение этой задачей может легко привести к возврату после запуска вашего продукта в массовое производство.

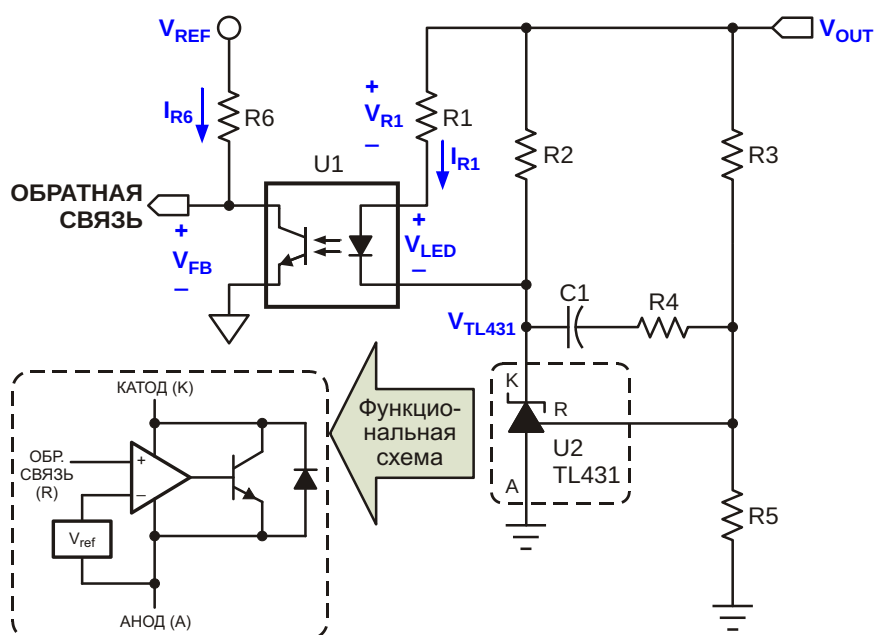


Рисунок 1. Такая схема формирования сигнала обратной связи чаще всего используется в изолированных источниках питания.

Наиболее распространенная схема изолированной цепи обратной связи показана на Рисунке 1. Микросхема TL431 содержит усилитель ошибки и источник опорного напряжения. Выходное напряжение устанавливается резистивным делителем R3, R5 и внутренним опорным источником микросхемы TL431. Изменяя напряжение на входе обратной связи контроллера ШИМ, цепь обратной связи управляет мощностью, поступающей на выход источника питания. При смещении V_{OUT} вверх катод TL431 отдает оптоизолятору больше тока, и напряжение обратной связи V_{FB} становится ниже. Когда V_{OUT} смещается вниз, катодный ток TL431 уменьшается, и напряжение обратной связи увеличивается.

Правильно сконструированная схема должна быть способна гарантированно управлять входом обратной связи контроллера во всем рабочем динамическом диапазоне при наихудшем сочетании возможных допусков и разбросов параметров всех главных компонентов.

Первым делом необходимо определить рабочий динамический диапазон напряжения на выводе обратной связи контроллера. Все контроллеры отличаются друг от друга, поэтому в каждом случае потребуются обращение к справочной документации. В качестве примера предположим, что для управления прямоходовым преобразователем с активным ограничением мы используем микросхему ШИМ-контроллера UCC2897A. Глядя в раздел «Подробное описание выводов» технического описания UCC2897A, мы видим, что при напряжении 2.5 В на входе обратной связи коэффициент заполнения ШИМ равен нулю, а при напряжении 4.5 В коэффициент заполнения максимален. UCC2897A содержит также источник опорного напряжения 5 В (вывод V_{REF}), к которому можно подключить нагрузочный резистор R6 фототранзистора оптрона, изображенного на Рисунке 1. Минимальное значение опорного напряжения равно 4.75 В, а максимальное – 5.25 В. Рассчитать требуемый диапазон токов транзистора оптрона, в предположении, что сопротивление резистора R6 равно 1 кОм $\pm 1\%$, можно с помощью формул (1) и (2):

$$I_{R6_MAX} = \frac{V_{REF_MAX}}{R6_MIN} \cdot \frac{V_{FB_MIN}}{V_{REF_MAX}} \quad (1)$$

$$\frac{5.25 \text{ В}}{990 \text{ Ом}} \cdot \frac{2.5 \text{ В}}{5.25 \text{ В}} = 2.78 \text{ мА.}$$

$$I_{R6_MIN} = \frac{V_{REF_MIN}}{R6_MAX} \cdot \frac{V_{FB_MAX}}{V_{REF_MIN}} \quad (2)$$

$$\frac{4.75 \text{ В}}{1010 \text{ Ом}} \cdot \frac{4.5 \text{ В}}{4.75 \text{ В}} = 0.25 \text{ мА.}$$

Из этих расчетов следует, что схема должна быть способна пропускать через R6 ток от 0.25 мА до 2.78 мА. При выборе соответствующего сопротивления резистора R2 напряжение на катоде TL431 может достигать достаточно высокого уровня, при котором поступление тока в светодиод прекратится. Таким образом, минимальный ток R6 гарантируется конструкцией схемы, и остается побеспокоиться о том, как обеспечить максимальный ток R6.

На втором шаге необходимо рассчитать CTR оптрона для наихудшего случая. Оптоны с цифрами «817» в обозначении типа предлагаются многими производителями. Все они совместимы друг с другом по выводам и отли-

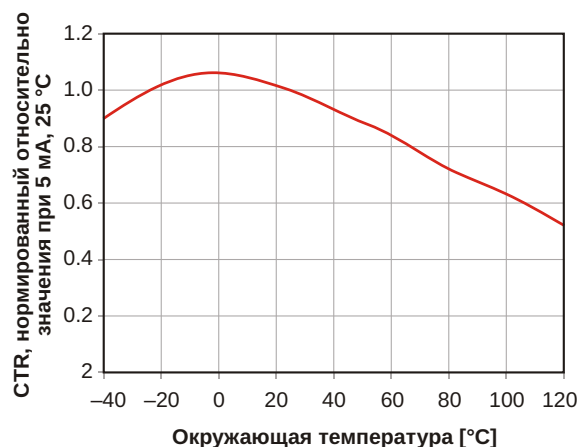


Рисунок 2. Зависимость CTR оптоизолятора от температуры.

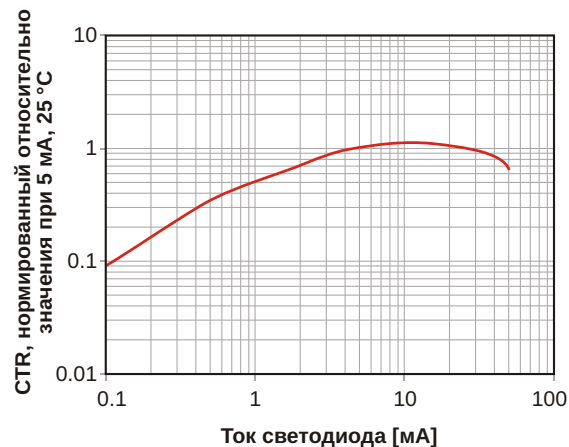


Рисунок 3. Зависимость CTR оптоизолятора от тока светодиода.

чаются только префиксами. В Таблице 1 в качестве примера приведены диапазоны CTR для различных групп оптронов 817, маркируемых однобуквенными суффиксами в конце обозначения. Приведенные в таблице данные справедливы при температуре 25 °C для прямого тока светодиода 5 мА. Показанные на Рисунках 2 и 3 графики зависимостей CTR от окружающей температуры и тока светодиода взяты из справочной документации.

Таблица 1. Значения CTR для различных групп оптоизоляторов 817

Суффикс в обозначении прибора	Минимальный CTR	Максимальный CTR
A	80%	160%
B	130%	260%
C	200%	400%
D	300%	600%
Нет	80%	600%

Предположим, что ваш источник питания должен работать в диапазоне температур от –40 °C до 85 °C. На основании Рисунка 2 определяем, что для температуры 85 °C минимальное значение CTR нужно умножить приблизительно на 0.7. Если вы выбрали оптрон 817 группы «А», минимальное значение CTR теперь будет равно всего 56%. Деление результата, полученного из формулы (1), на 0.56 показывает, что без учета зависимости CTR от тока, максимальный ток, который может потребоваться светодиоду, составляет, по крайней мере, 4.96 мА. Впрочем, как видно из Рисунка 3, пологий характер графика при 4.96 мА позволяет этой зависимостью пренебречь.

Третий, и последний шаг – выбор такого значения сопротивления R1, чтобы тока

TL431 при любых условиях хватало для управления оптроном. Минимальное напряжение на катоде TL431 равно 2.5 В, а прямое падение напряжения на светодиоде оптрона может достигать 1 В. Используя эти параметры, рассчитаем максимальное значение R1 с помощью формулы (3):

$$R_{1_MAX} = \frac{V_{OUT} - V_{TL431} - V_{LED}}{I_{R1_MIN}} \quad (3)$$

$$\frac{12 \text{ В} - 2.5 \text{ В} - 1.0 \text{ В}}{5 \text{ мА}} = 1.7 \text{ кОм.}$$

При использовании резистора R1 с сопротивлением более 1.7 кОм выходного тока TL431 для поддержания режима стабилизации может оказаться недостаточно. Тогда выходное напряжение будет продолжать рост до тех пор, пока светодиод оптрона не получит необходимое количество тока. Это приведет к перенапряжению на выходе, и, скорее всего, произойдет при более высоких температурах.

Проблемы разброса параметров часто упускают из виду на этапе проектирования. Источники питания из опытной партии легко могут пройти выходной контроль, а неприятности возникнут позже, когда потребители начнут возвращать продукцию. Следуя описанной здесь простой процедуре расчета, вы можете сэкономить деньги своей компании и не огорчить ее клиентов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL431](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UCC2897A](#)
3. [Datasheet Sharp Microelectronics PC817](#)
4. [Datasheet Everlight EL817](#)

Зарядовые насосы как альтернатива стабилизаторам других типов

Lou Frenzel

Electronic Design

Зарядовые насосы идеально подходят для создания слаботочных вспомогательных источников напряжения в устройствах с единственным основным источником, позволяя обеспечить работу микросхем и компонентов, требующих нескольких напряжений.

Являясь разновидностью импульсного источника питания, зарядовый насос используется в качестве DC/DC преобразователя или, с соответствующей обратной связью, в качестве стабилизатора. При разработке новых проектов о существовании зарядовых насосов часто забывают, хотя благодаря своей простоте и другим преимуществам, выбор зарядового насоса может быть лучшим по сравнению с LDO стабилизатором или импульсным преобразователем, использующим дроссель. Но, возможно, работая над следующей конструкцией, вы вспомните об этой классической схеме и ее достоинствах.

Принцип работы зарядового насоса

Классические зарядовые насосы часто находят применение в конструкциях, требующих более одного постоянного напряжения питания. Основными элементами зарядового насоса являются переключатели и конденсаторы. В конструкциях на дискретных компонентах переключателями служат диоды, а в интегральном варианте вместо них используются MOSFET. В зависимости от частоты переключения, конденсаторы могут быть керамическими или электролитическими. Дроссели таким схемам не нужны.

На Рисунке 1 показана классическая схема зарядового насоса в конфигурации удвоителя напряжения. Рабочий цикл состоит из двух этапов, во время которых «плавающий» конденсатор C1 вначале заряжается, а затем передает заряд в конденсатор C2. Когда тактовый генератор переключает выход инвертора 1 в низкое состояние, конденсатор C1 через открытый диод D1 заряжается до величины напряжения питания V. Диод D2 в это время закрыт. Затем по сигналу тактового генератора на выходе инвертора 1 устанавливается высокое состояние с напряжением V.

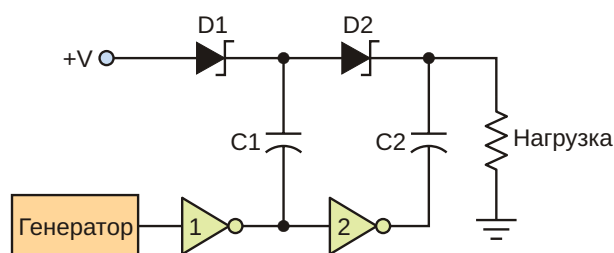
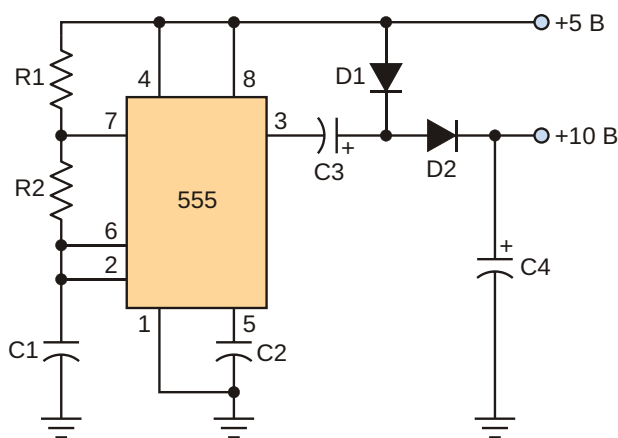
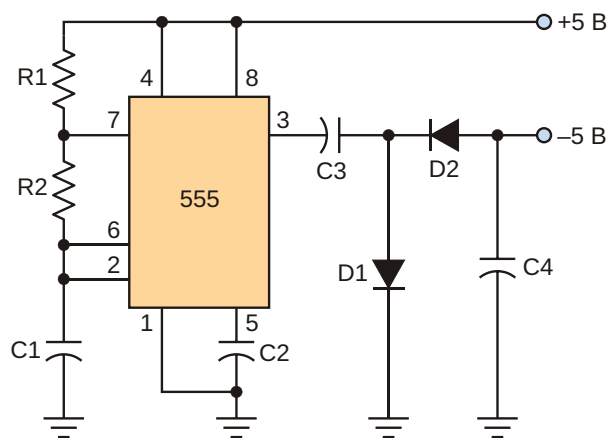


Рисунок 1. Самой распространенной схемой зарядового насоса является базовая конфигурация удвоителя напряжения.

Теперь заряженный до напряжения V конденсатор C1 соединяется последовательно с выходом инвертора 1, напряжение на котором также равно V. Поскольку выход инвертора 2 находится в низком состоянии, диод D2 открывается, и конденсатор C2 заряжается до напряжения 2V. Без учета прямого паде-



(a)



(б)

Рисунок 2. Популярная микросхема таймера 555 может быть использована для создания удвоителя (а) или инвертора (б) напряжения.

ния на диодах и потерь в инверторах, выходное напряжение на нагрузке составит 2V. В этой схеме предпочтительнее использовать диоды Шоттки, имеющие меньшее падение напряжения и более высокое быстродействие. Частота переключения может быть любой в диапазоне от 10 кГц до 2 МГц. Если в схему добавить дополнительные диоды и конденсаторы, можно получить выходное напряжение, превосходящее входное в три, четыре и более раз.

На Рисунке 2 показаны примеры схем зарядовых насосов на дискретных компонентах, в которых используется популярная микросхема таймера 555. В удвоителе напряжения на Рисунке 2а таймер работает в режиме автоколебательного мультивибратора с частотой, устанавливаемой элементами R1, R2 и C1. Выходные прямоугольные импульсы на выводе 3 имеют размах от +5 В до уровня, близкого к земле. При низком уровне на выводе 3 конденсатор C3 через диод D1 заряжается до напряжения +5 В. Когда на выводе 3 устанавливается напряжение +5 В, открывается диод D2, последовательно подключая к конденсатору C4 выходное напряжение +5 В микросхемы и заряженный до +5 В конденсатор C3. Выходное напряжение, без учета падения напряжения на диодах, будет равно +10 В.

Изменив конфигурацию зарядового насоса, можно сделать инвертор напряжения (Рисунок 2б). В этой схеме конденсатор C3 заряжается до напряжения +5 В через вывод 3 и диод D1. При низком уровне на выводе 3 сме-

щенный в прямом направлении диод D2 открывается, и конденсатор C3 передает заряд конденсатору C4. При питании от источника с напряжением +5 В выходное напряжение, без учета падения напряжения на диоде, здесь будет равно примерно -5 В. Эта схема может быть полезной в тех случаях, когда необходим маломощный источник отрицательного напряжения, например, при использовании операционных усилителей, требующих двупольного питания.

Все зарядовые насосы представляют собой смесь переключателей и конденсаторов. В большинстве интегральных вариантов таких схем используются MOSFET переключатели с низким сопротивлением открытого канала, управляемые встроенным тактовым генератором. Конденсаторы никогда не включаются в состав микросхем, что позволяет выбирать их тип и емкость в зависимости от рабочей частоты и требований к пульсациям выходного напряжения, которое может быть как стабилизированным, так и нестабилизированным.

На Рисунке 3 показана типичная конфигурация зарядового насоса, используемого в интегральных схемах. Четыре MOSFET ключа синхронно управляются внутренним тактовым генератором: S2 включается вместе с S3, а S1 – вместе с S4.

На Рисунке 3а изображена классическая схема удвоителя напряжения. Когда ключи S2 и S3 замкнуты, а S1 и S4 открыты, «плавающий» конденсатор C1 заряжается до

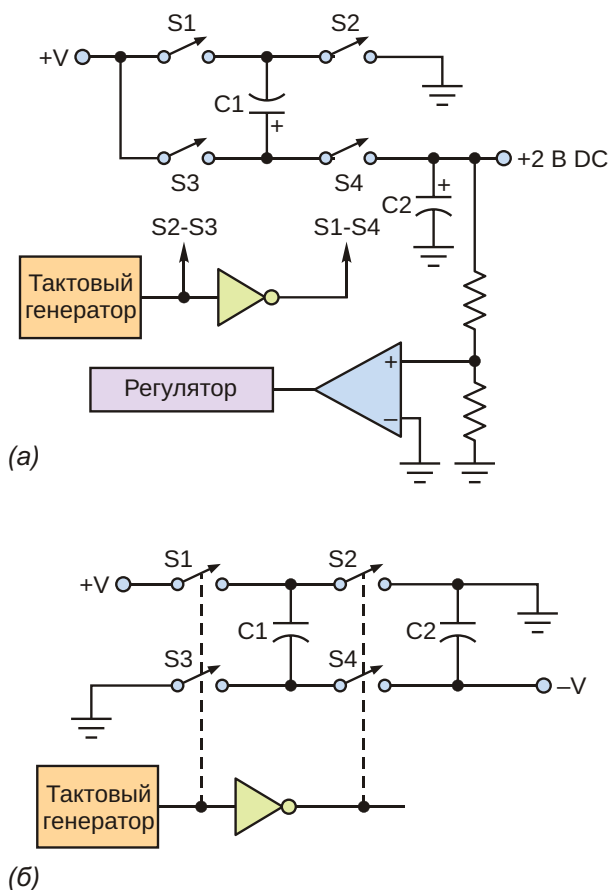


Рисунок 3. Типичная микросхема зарядового насоса с интегрированными MOSFET переключателями, внешними конденсаторами и внешней цепью стабилизации (а). Схема интегрального инвертирующего зарядового насоса (б).

напряжения V . В следующей половине цикла, когда ключи S2 и S3 разомкнуты, а S1 и S4 замкнуты, конденсатор C1, последовательно соединенный с входом, заряжает конденсатор C2. Выходное напряжение, без учета падения напряжения на открытых каналах MOSFET, будет равно $2V$. Обратите внимание на делитель напряжения обратной связи, обеспечивающей стабилизацию выходного напряжения.

В инвертирующей версии зарядового насоса, показанной на Рисунке 3б, когда ключи S1 и S3 замкнуты, а S2 и S4 разомкнуты, «плавающий» конденсатор C1 заряжается до напряжения V . В следующей половине цикла ключи S1 и S3 открываются, а S2 и S4 замыкаются, и C1 отдает заряд конденсатору C2. Поскольку верхний по схеме вывод конденсатора C2 соединен с общим проводом, выходное напряжение на его противоположном выводе будет равно $-V$.

Типовые области применения

Зарядовые насосы идеальны для устройств, в которых для большинства цепей используется мощный одноканальный источник питания, но требуются вспомогательные слаботочные источники. Многим современным микросхемам и компонентам требуется несколько напряжений питания, и во многих случаях эти дополнительные напряжения можно получить с помощью зарядовых насосов.

Классическим примером может служить микросхема MAX232, зарядовый насос которой из входного напряжения 5 В формирует двуполярное напряжение от $\pm 3\text{ В}$ до $\pm 25\text{ В}$, необходимое для питания приемопередатчиков популярного последовательного интерфейса RS-232. Другими примерами являются схема питания приемопередатчика USB от низковольтной батареи или формирователь напряжения смещения TFT-LCD матриц.

Некоторым микропроцессорам, также как многим микросхемам EEPROM и флэш-памяти, необходим вспомогательный источник питания. В большинстве случаев для формирования этих дополнительных напряжений используются встроенные зарядовые насосы.

Достоинства и недостатки зарядовых насосов

По сравнению с другими основными типами DC/DC преобразователей и стабилизаторов зарядовые насосы имеют ряд существенных преимуществ:

- Простота.
- Низкая стоимость. Меньшее количество компонентов. Отсутствие дросселей.
- Меньшая площадь, занимаемая на плате. Меньшая высота.
- Примерно на 20% более высокий КПД, чем у линейных стабилизаторов.
- Возможность понижения, повышения и инвертирования напряжения.
- Большой выбор производителей микросхем.

Конечно, зарядовые насосы не идеальны и не могут использоваться в любой конструкции, но недостатков у них немного:

- Лучше всего подходят для небольших нагрузок, не превышающих 200 мА .
- Импульсный режим работы схемы является источником электромагнитных помех.

Таблица 1. Сравнение различных типов DC/DC преобразователей и стабилизаторов

Схема	Достоинства	Недостатки
Зарядовый насос	Простота Отсутствие дросселя Низкая стоимость Наименьшая площадь печатной платы Большой КПД по сравнению с LDO (> 70%)	Низкий и средний ток нагрузки (< 200 мА) Электромагнитные излучения
LDO стабилизатор	Простота Наименьшая стоимость Отсутствие электромагнитных излучений	Наименьший КПД (не более 50...60%)
Преобразователь на основе дросселя	Наивысший КПД Наибольший ток нагрузки (> 250 мА)	Наибольшая стоимость Сложность конструкции Большая площадь и высота печатной платы Электромагнитные излучения

- Более низкий КПД, чем у преобразователей с дросселями.

Сравнение с альтернативными вариантами

Создавая новое устройство с DC/DC преобразователем или стабилизатором, вы имеете возможность выбора между зарядовым насосом, LDO-регулятором или импульсным преобразователем на основе дросселя. Достоинства и недостатки каждого варианта перечислены в Таблице 1.

Указания по конструированию

Создавая зарядовый насос на дискретных компонентах, необходимо использовать диоды Шоттки, отличающиеся лучшим быстродействием и более низким падением напряжения (0.2...04 В). При низких частотах

переключения допускается использование электролитических или танталовых конденсаторов, однако следует учитывать, что высокое значение эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) таких конденсаторов уменьшает КПД схемы.

При использовании специализированных микросхем зарядовых насосов для получения наилучшего КПД следует выбирать керамические конденсаторы для поверхностного монтажа с низкими ESR. Емкости конденсаторов зависят от частоты переключения. Электролитические и танталовые конденсаторы использовать не следует из-за высоких значений ESR. Кроме того, при работе некоторых микросхем меняется полярность напряжений, что может привести к повреждению внешних компонентов, поэтому необходимо строго следовать рекомендациям производителей микросхем. **РЛ**

Акселерометры Analog Devices для систем автоматического мониторинга состояния промышленного оборудования

Часть 2

Окончание. Начало в номере 11-2017

Михаил Русских

ADXL356/357 представляют собой трехосевые устройства с низким уровнем шумов, малым дрейфом и низкой потребляемой мощностью. Они являются продолжением серии ADXL35x. ADXL356 выпускается в двух версиях: ADXL356B и ADXL356C. ADXL356B поддерживает диапазоны измерений ± 10 g и ± 20 g, а ADXL356C выполняет измерения в диапазонах ± 10 g и ± 40 g. ADXL357 может измерять в диапазонах ± 10.24 g, ± 20.48 g и ± 40.96 g. Плотность шума этих акселерометров по всем осям составляет всего лишь 80 мкг/Гц, а гарантированный максимальный температурный дрейф нуля равен 0.75 мг/°C, что позволяет обеспечить высокоточные измерения при минимальной калибровке. Также ADXL356 и ADXL357 имеют расширенный температурный диапазон (от -40 °C до $+125$ °C) и обладают герметичным корпусом, что позволяет использовать их в суровых промышленных условиях.

Основное отличие между акселерометрами ADXL356 и ADXL357 заключается в том, что ADXL356 имеет аналоговый выход с возможностью пользовательского конфигуриро-

вания, а ADXL357 — цифровой выходной интерфейс SPI/I²C. Функциональные схемы этих устройств представлены на Рисунке 3.

В ADXL356 и ADXL357 используется аналоговый низкочастотный сглаживающий фильтр для уменьшения внеполосного шума и ограничения полосы пропускания. Этот фильтр обеспечивает фиксированную полосу пропускания около 1.5 кГц. Форма его отклика в частотной области соответствует фильтру sinc3. В ADXL356 после аналогового фильтра в каждом канале (X, Y и Z) имеются встроенные усилители с последовательно подключенными резисторами 32 кОм, которые окончательно формируют выходные аналоговые сигналы X_{OUT} , Y_{OUT} и Z_{OUT} .

В ADXL357 к выходам аналогового фильтра подключены 20-разрядные сигма-дельта АЦП для оцифровки отфильтрованных сигналов. Данные, полученные с АЦП, поступают в блок цифровой фильтрации, состоящий из цифрового фильтра-дециматора нижних частот и цифрового фильтра верхних частот. Частота сопряжения характеристики фильтра нижних частот составляет 1 кГц. Частота сопряжения характери-

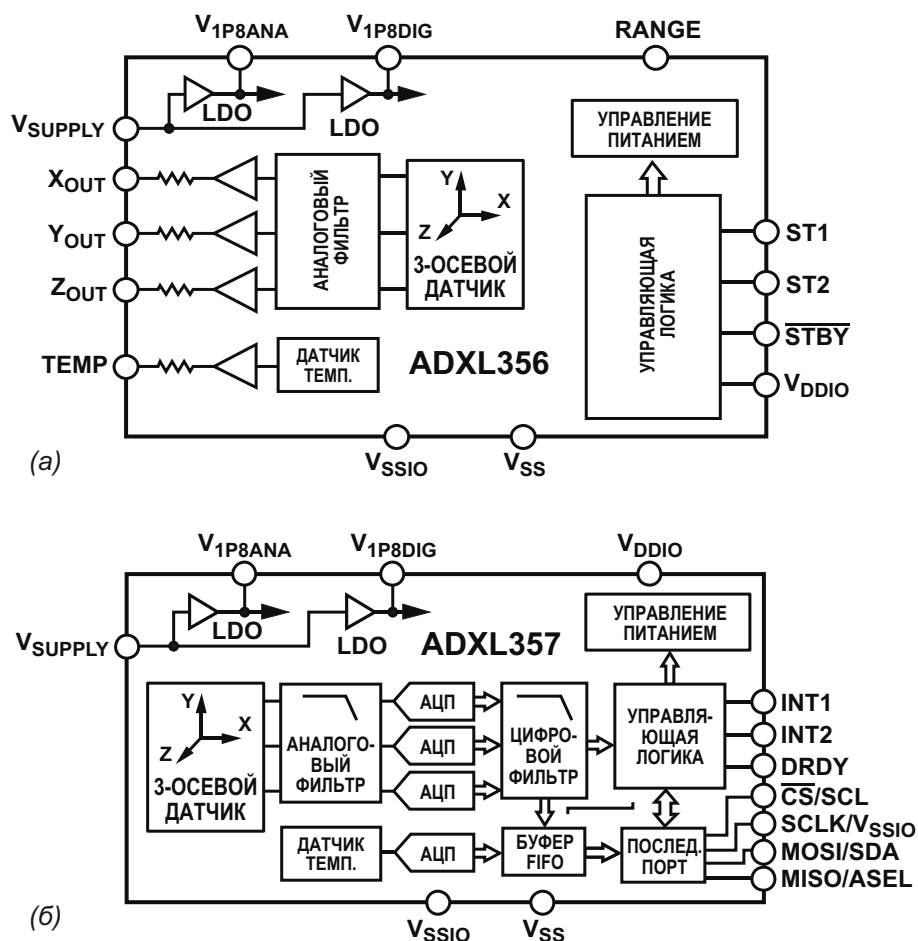


Рисунок 3. Функциональные схемы ADXL356 (а) и ADXL357 (б).

ки фильтра верхних частот может настраиваться в диапазоне от 0 (фильтр отключен) до 9.88 Гц.

На Рисунке 4 представлены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) ADXL356 и ADXL357 по оси Z. Судя по графикам, данные

акселерометры в составе систем мониторинга состояния промышленного оборудования позволят достаточно эффективно определять такие механические проблемы, как износ подшипников скольжения, изгиб приводного вала и слабую устойчивость рабоче-

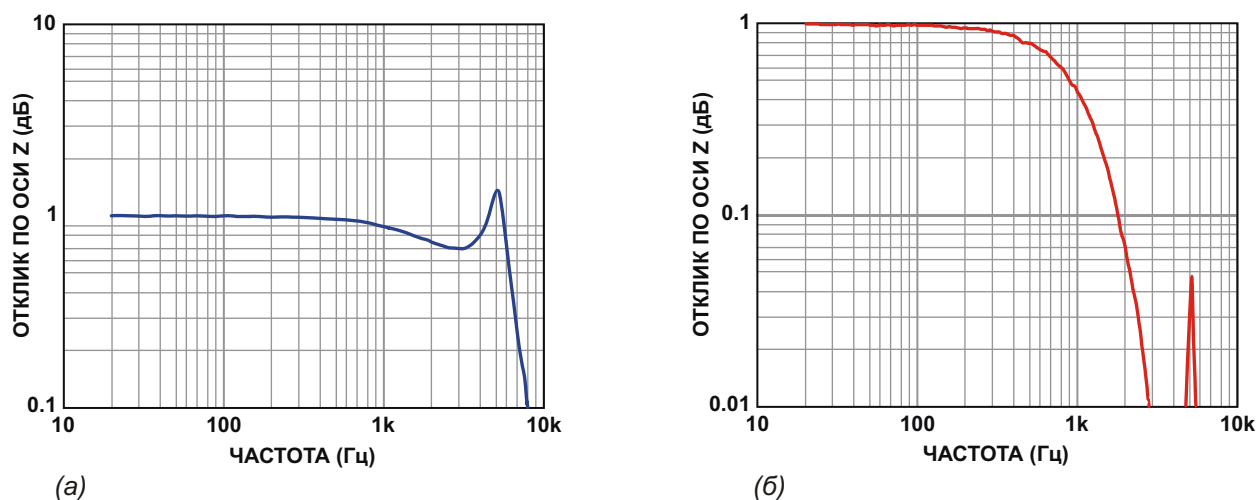


Рисунок 4. АЧХ ADXL356 (а) и ADXL357 (б) по оси Z.

го механизма на фундаменте, которые проявляют себя на частотах до 1 кГц. Благодаря высокой резонансной частоте, равной 5.5 кГц, ADXL356 можно использовать для определения износа шестерней и подшипников качения.

При очень больших ускорениях, превышающих диапазон измерения на $\pm 25\%$, акселерометры ADXL356 и ADXL357 активируют защиту от перегрузки. При этом вся синхронизация датчика отключается на 0.5 мс. В период действия такой защитной функции сигналы на линиях X_{OUT} , Y_{OUT} и Z_{OUT} акселерометра ADXL356 стремятся к середине диапазона, выход ADXL357 обнуляется, а буфер FIFO заполняется этими обнуленными значениями.

В данных устройствах также присутствует функция самодиагностики, которая проверяет работоспособность как механической, так и электронной системы. Механизм самодиагностики игнорирует внешнее приложенное ускорение и реагирует только на силу, генерируемую в процессе тестирования, что позволяет выполнять точные внутренние измерения во время самодиагностики даже при наличии внешних механических шумов.

Хотя ADXL356 и ADXL357 поддерживают довольно широкие диапазоны измерений, имеют достаточно широкую полосу пропуска-

ния и обладают хорошими шумовыми характеристиками, все же они годятся для создания относительно простых систем автоматического мониторинга состояния промышленного оборудования, поскольку позволяют определять уже возникшие механические проблемы, которые могут привести к поломке механизма через несколько дней или даже часов при его штатной эксплуатации. Для создания более функциональных систем, которые смогут предупредить о возникновении проблем на ранних этапах, компания Analog Devices предлагает одноосевые акселерометры ADXL1001 и ADXL1002.

ADXL1001 имеет очень широкий диапазон измеряемых ускорений $\pm 100\text{ g}$, у ADXL1002 диапазон составляет $\pm 50\text{ g}$. Помимо этого, данные акселерометры отличаются очень низкой плотностью шумов. Типовая плотность шума ADXL1001 равна 30 мкг/Гц , в то время как для ADXL1002 это значение составляет 25 мкг/Гц . ADXL1001 и ADXL1002 имеют только аналоговый выход, вариантов с цифровым интерфейсом не предусмотрено. На Рисунке 5 показана функциональная схема этих акселерометров.

Одноосевой датчик состоит из подвижной поликремниевой структуры, прикрепленной микропружинами к кремниевой пластине, и

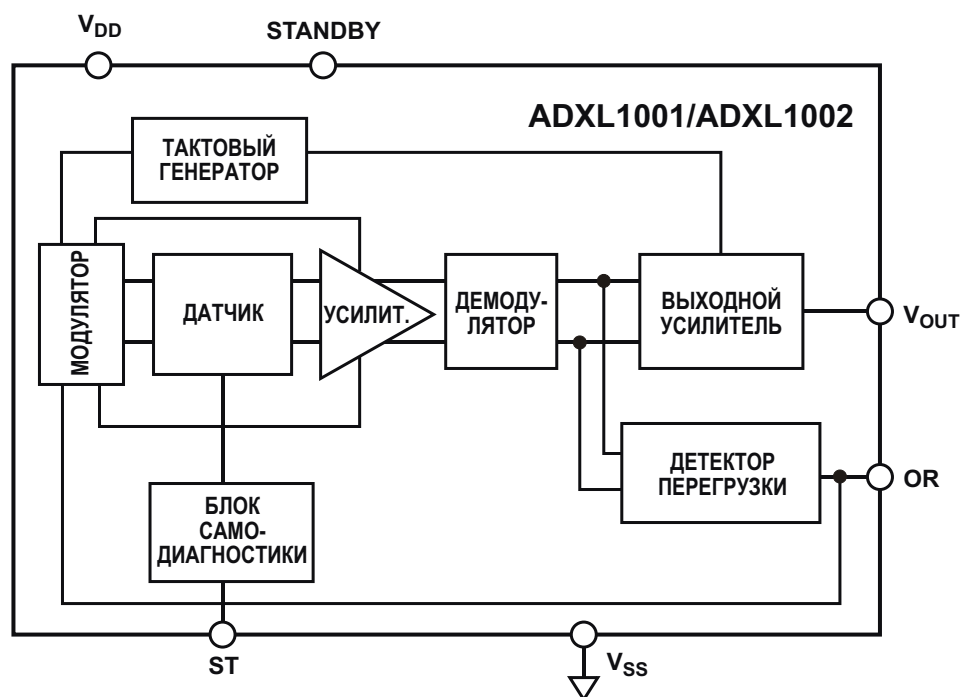


Рисунок 5. Функциональная схема ADXL1001/ADXL1002.

дифференциальных конденсаторов, которые определяют отклонение структуры. Они состоят из независимых неподвижных пластин, и пластин, прикрепленных к движущейся массе. Ускорение отклоняет структуру и разбалансирует дифференциальный конденсатор, что приводит к появлению на выходе датчика сигналов с амплитудой, пропорциональной ускорению. Эти сигналы усиливаются и подаются на фазочувствительный демодулятор. Демодулятор определяет величину и полярность ускорения. Полученные с него сигналы, в свою очередь, усиливаются выходным усилителем, после чего они могут быть считаны внешним устройством с АЦП. Для подавления внеполосных шумов Analog Devices рекомендует на выходе акселерометра ставить фильтр нижних частот, состоящий из резистора и конденсатора. В составе акселерометров ADXL1001/ADXL1002, как и в ADXL356/ADXL357, присутствуют блок защиты от перегрузки и блок самодиагностики.

Особого внимания заслуживает АЧХ этих акселерометров, показанная на Рисунке 6. Как видно из графика, ADXL1001 и ADXL1002 могут выполнять измерения ускорения на очень высоких частотах, а их резонансная частота составляет примерно 21 кГц.

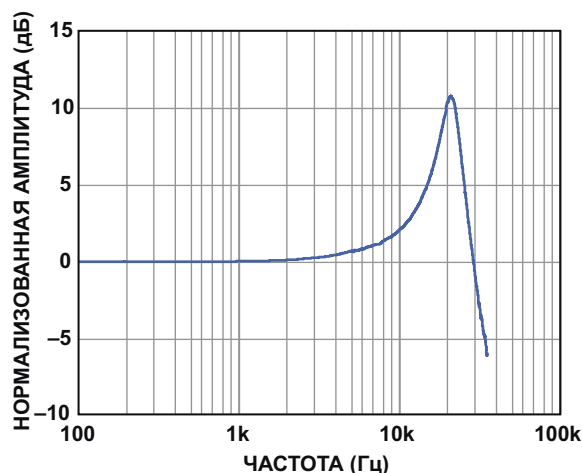


Рисунок 6. АЧХ акселерометров ADXL1001 и ADXL1002.

При этом методика считывания аналогового сигнала с выхода акселерометра для полосы выше 10 кГц немного отличается от методики для полосы ниже 10 кГц. При использовании ADXL1001 и ADXL1002 за пределами 10 кГц необходимо учитывать нелинейность при приближении к резонан-

сной частоте, дополнительные шумы, вносимые широкополосным выходным усилителем, и паразитные помехи, вносимые внутренним источником тактовых импульсов 200 кГц. Влияние этих нежелательных факторов может привести к значительному ухудшению характеристик, поэтому для обеспечения оптимальной работы требуется сочетание высокоскоростной выборки и соответствующей фильтрации.

Так, ширина полосы пропускания выходного усилителя составляет 70 кГц. Участок АЧХ усилителя со спадом можно представить в виде АЧХ однополюсного фильтра нижних частот с частотой среза 70 кГц. В отсутствие дополнительных внешних фильтров нижних частот, чтобы избежать внесения высокочастотного шума, следует выбрать частоту дискретизации, по меньшей мере, в два раза превышающую эквивалентную шумовую ширину полосы пропускания (ЭШПП) для однополюсного фильтра нижних частот. При этом

$$\text{ЭШПП} = \frac{70 \text{ кГц}}{2} = 35 \text{ кГц}$$

То есть частота дискретизации должна быть не менее 220 кГц.

Другой серьезной проблемой является влияние внутреннего тактового сигнала 200 кГц на выходной сигнал. Это влияние должно быть устранено с помощью аналоговой или цифровой фильтрации. Так, для достижения наименьшей плотности шума и среднеквадратичного шума при измерении ускорений на высоких частотах на выходе ADXL1001/ADXL1002 рекомендуется использовать фильтр нижних частот с несколькими порядками, а также установить частоту дискретизации, четырехкратно превышающую требуемую полосу пропускания. Это обеспечит достаточную фильтрацию внутреннего тактового сигнала 200 кГц.

Таким образом, акселерометры ADXL1001/ADXL1002, в отличие от ADXL356/ADXL357, могут применяться для создания более функциональных систем мониторинга состояния промышленного оборудования, которые смогут эффективно определять износ шестерен и подшипников качения, а также обеспечат возможность раннего предупреждения их износа и проблем недостаточной смазки этих механических элементов.

В итоге можно сказать, что использование ADXL356/ADXL357 и ADXL1001/ADXL1002 значительно улучшит и упростит процесс определения состояния промышленных исполнительных механизмов. Благодаря их динамическим и частотным характеристикам для механизмов всех четырех классов из Таблицы 1 можно будет максимально точно установить, в какой зоне вибрационного состояния они находятся в текущий момент. А компактные размеры и малое энергопотребление этих акселерометров позволят создавать на их основе интеллектуальные автономные датчики для реализации концепции Интернета вещей в промышленности. **РЛ**

Список источников

1. «Large Electric Motor Reliability: What Did The Studies Really Say?»
2. ГОСТ ИСО 10816-1-97 «Вибрация. Контроль состояния машин по результатам измерений вибрации на невращающихся частях».
3. PRÜFTECHNIK AG «Machine diagnosis: Quick and easy through FFT analysis». p. 9.

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADXL356/ADXL357](#)
2. [Datasheet Analog Devices ADXL1001/ADXL1002](#)

Светодиоды увеличивают глобальное световое загрязнение

Lux Magazine

По словам ученых, происходящий в последние годы повсеместный переход от натриевого наружного освещения к светодиодному, по видимому, еще больше усугубляет глобальное световое загрязнение.

Группа исследователей, изучавших фотографии NASA, заявила, что за последние четыре года освещенная площадь Земли выросла на два процента. Этот рост особенно заметен в развивающихся странах.

Хотя в основном это увеличение объясняется ростом благосостояния, ученые считают, что отчасти виноваты и светодиоды.

Ведущий исследователь Кристофер Киба (Christopher Kyba) из Германского центра исследования Земли в интервью BBC сказал, что внедрение искусственного освещения «стало одним из самых драматических физических изменений, внесенных людьми в нашу окружающую среду».

Исследователи предсказывали снижение яркости высокоразвитых и промышленных областей по мере замены оранжевых натриевых ламп светодиодами, но на самом деле произошло обратное.

«Я ожидал, что в богатых странах, таких как США, Великобритания и Германия, мы увидим общее снижение количества света, — говорил он корреспонденту BBC. — Вместо этого мы видим, что в США, ничего не меняется, а Великобритания и Германия становятся все более яркими».

Хуже того, датчик света на спутнике — радиометр — не способен измерять синюю часть светового спектра, излучаемого светодиода-



Фото: NASA.

ми, а это означает, что в действительности световое загрязнение еще сильнее, чем измеренное.

«Поскольку в светодиодных лампах больше синего света, чем в натриевых, они более подвержены Рэлеевскому рассеянию, — сказал технический редактор Алан Тулла (Alan Tulla). — Дополнительным фактором будет сочетание роста благосостояния в развивающихся странах и падение цен на светодиодные светильники во всем мире».

Выводы ученых наверняка приведут к усилению давления на светотехническую индустрию, чтобы заставить ее серьезно относиться к совершенствованию оптики и технологии управления освещением.

Результаты своих исследований ученые опубликовали в журнале Американской ассоциации содействия развитию науки (Science Advances). **РЛ**

Умная розетка с управлением по Bluetooth

Brian Dipert

EDN

В последнее время я протестировал (и разломал) несколько силовых розеток, управляемых по сети, в том числе WeMo фирмы Belkin и HS100 фирмы TP-Link. Обе управлялись по Wi-Fi. Теперь очередь дошла до устройства из линейки Avi-on фирмы GE (выпускаемого по лицензии компанией Jasco). В отличие от остальных, перечисленных мною, эта розетка основана на Bluetooth и содержит некоторые изюминки.

В каждом устройстве семейства Avi-on есть не только приемник, но и сетевой передатчик, который теоретически позволяет управлять любым предметом в вашем доме с помощью устройства, работающего под Android или iOS. (При условии, конечно, что



Рисунок 2.



Рисунок 1.

они способны «видеть» друг друга). Предметом сегодняшнего изучения будет умная розетка BT4101, также довольно гибкая в настройках конфигурации. Вы можете задать ему расписание на 7 дней, настроить на включение в сумерках и выключение на рассвете (с автоматическими сезонными поправками), запрограммировать обратный отсчет времени и заставить включаться и выключаться случайным образом для создания эффекта присутствия на время вашего отъезда.

Начну, как обычно, с фотографии упаковки (Рисунок 1).

Внутри вы найдете брошюру и руководство пользователя (Рисунок 2).



Рисунок 3.



Рисунок 4.



Рисунок 5.

Далее пара видов розетки, вынутой из коробки (Рисунки 3 и 4).



Рисунок 6.



Рисунок 7.



Рисунок 8.

А это крупный план маркировки на задней стороне (Рисунок 5).

Эти вставленные без клея резиновые заглушки явно указывают на наличие под ними винтов (Рисунок 6).

Вуаля, я не ошибся!

С такими шлицами винтов я раньше не сталкивался (Рисунок 7).

Но, как и всегда, мой набор iFixit с 64 битами с этой задачей справился (Рисунок 8)

При вывернутых винтах верхняя крышка сразу снимается, открывая доступ к внутренностям (Рисунок 9).

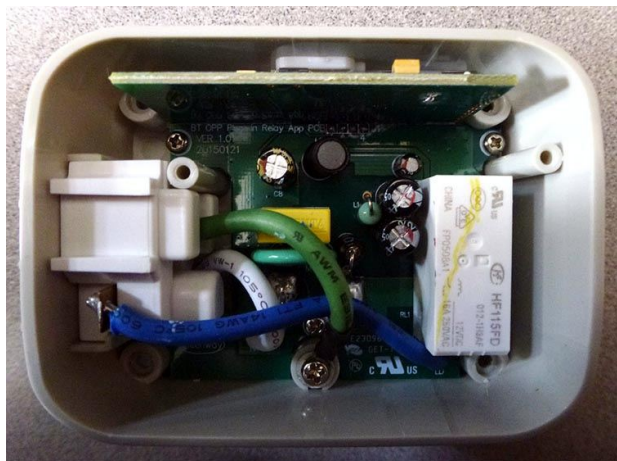


Рисунок 9.

Первым попадает на глаза реле HF115FD компании Xiamen Hongfa Electro-acoustic (Рисунок 10).

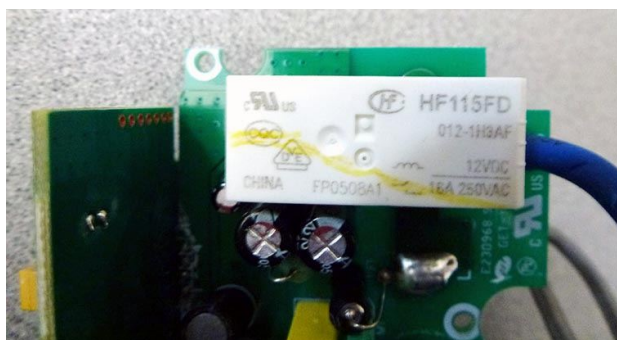


Рисунок 10.

Контакт заземления соединен с соответствующим проводом с помощью винта, что показалось немного странным, поскольку два других были просто припаяны (Рисунок 11).

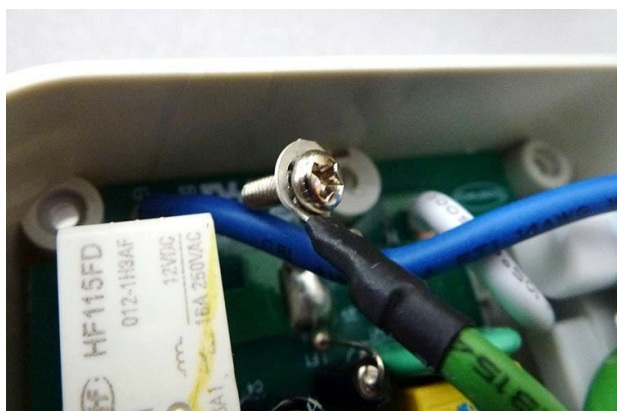


Рисунок 11.

(Интересно, сделано ли это в интересах гибкости подстройки производства под различные международные стандарты сетевых розеток?) Выходная розетка, наоборот, свободно уложена прямо в корпус (Рисунок 12).

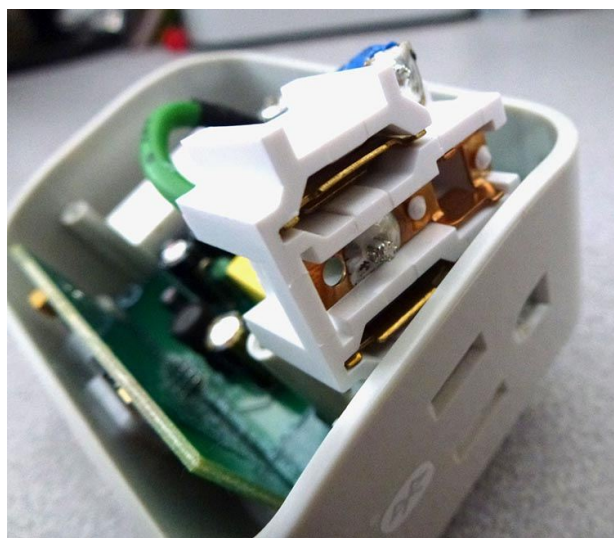


Рисунок 12.

Вывернув еще три винта Philips, мы достаем сборку из двух печатных плат (Рисунок 13).

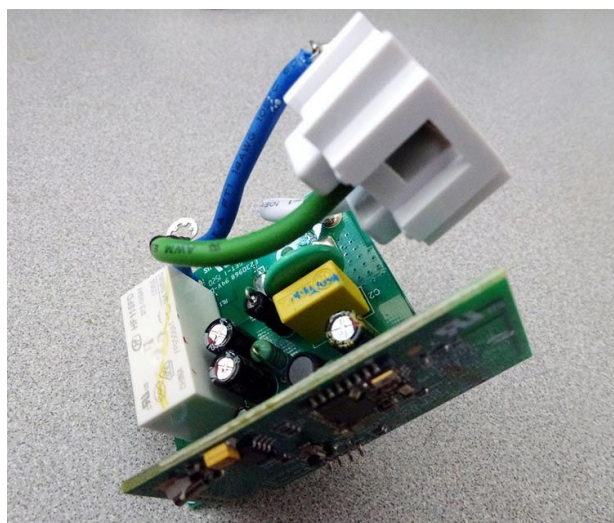


Рисунок 13.

Основная печатная плата управляет оборудованием коммутации переменного тока; вот как она выглядит с задней стороны (Рисунок 14).

А это фото позволяет поближе рассмотреть кое-какую маркировку на верхней стороне печатной платы (Рисунок 15).

Ее соединение со второй платой, на которой размещены Bluetooth и другие цифровые

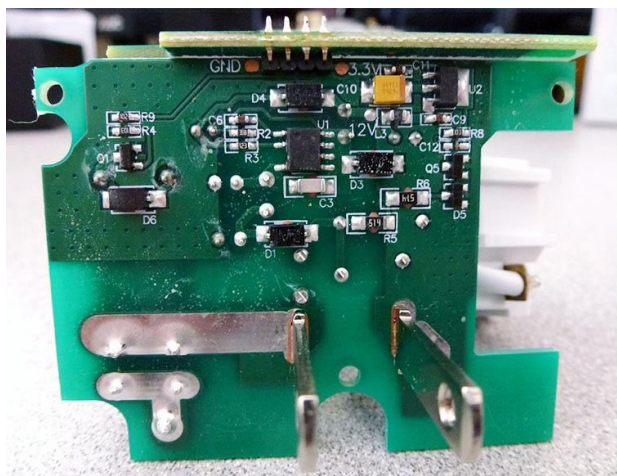


Рисунок 14.

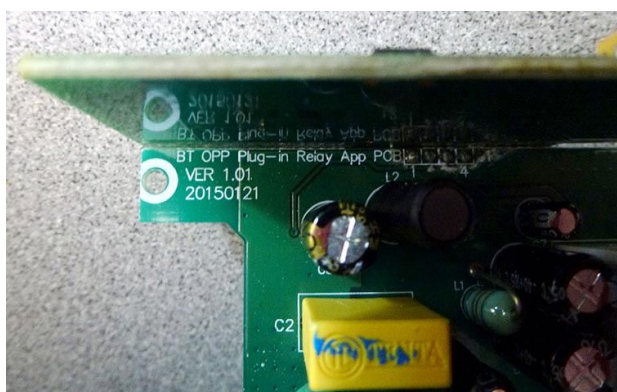


Рисунок 15.

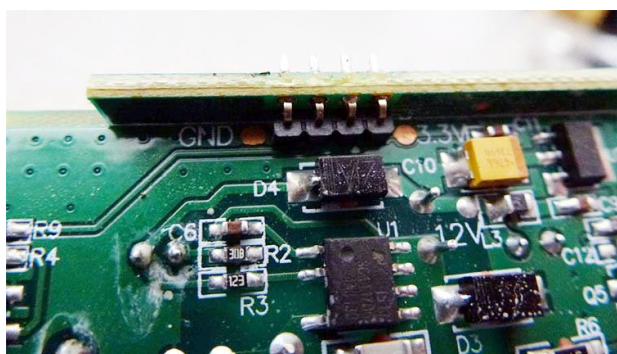


Рисунок 16.

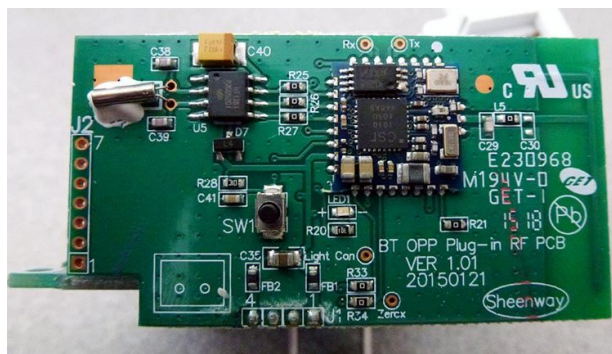


Рисунок 17.

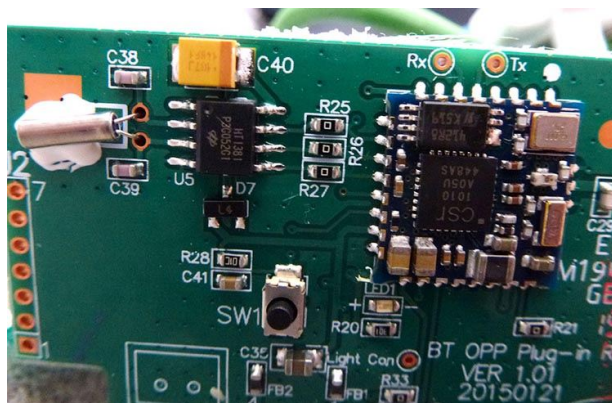


Рисунок 18.

схемы, кажется немного ненадежным (Рисунок 16).

Это полный вид передней стороны второй печатной платы (Рисунок 17). (Задняя сторона в основном пустая, за исключением нескольких паяных соединений).

А на этом крупном плане видна выпускаемая CSR (теперь Qualcomm) микросхема 1010 однокристального Bluetooth радио с интегрированным микропроцессором и памятью (Рисунок 18).

Я собрал части BT4101 обратно... и, как ни странно, все по-прежнему работало. Эту розетку я использовал для управления огнями новогодней елки. **РЛ**

Ионисторы защищают от потери данных в системах RAID

Jim Drew, Linear Technology

Design Note 487

Введение

Системы резервных массивов независимых дисков, или RAID, по своей природе предназначены для сохранения данных в случае неблагоприятных обстоятельств. Одним из примеров может служить сбой питания, угрожающий данным, которые временно хранятся в энергозависимой памяти. Для защиты этих данных во многих системах устанавливают резервные батареи, способные непродолжительное время обеспечивать количество ватт в секунду, достаточное для того, чтобы записать важную информацию в энергонезависимую память. Однако развитие технологии флеш-памяти, плотность которой стала приближаться к DRAM, а также технологические усовершенствования ионисто-

ров, увеличившие емкость на единицу объема и снизившие значения ESR, сделали возможным в таких системах заменить аккумуляторы более долговечными, качественными и «зелеными» ионисторами. На Рисунке 1 изображена схема резервного питания с накопителем энергии на ионисторах, использующая микросхему управления зарядкой ионисторов LTC3625 и коммутатор питания на основе контроллера LTC4412, а также микромодуль двухканального DC/DC преобразователя LTM4616.

LTC3625 – это высокоэффективное устройство зарядки ионисторов, идеальное для резервных RAID приложений. Микросхема выпускается в 12-выводном корпусе DFN с размерами 3 мм × 4 мм × 0.75 мм и требует небольшого количества внешних компонен-

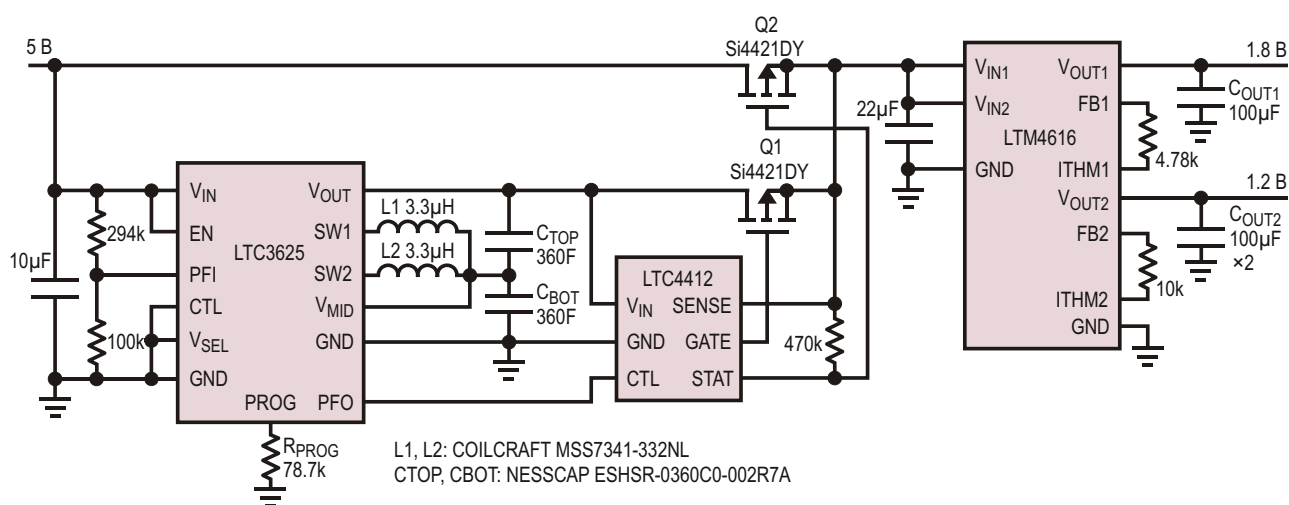


Рисунок 1. Система накопления энергии на основе ионистора для резервирования данных.

тов. Средний зарядный ток, отдаваемый микросхемой, программируется до максимальной величины 1 А, а напряжения двух последовательно включенных ионисторов автоматически балансируются. В состоянии пониженного расхода энергии ток, потребляемый микросхемой, составляет менее 1 мкА.

Приложения резервного питания

Эффективная система резервного питания содержит батарею ионисторов, имеющую емкость, достаточную для поддержки полной передачи всех важных данных. DC/DC преобразователь забирает энергию батареи ионисторов и обеспечивает постоянным стабилизированным напряжением электронику резервирования. Передача данных должна завершиться прежде, чем напряжение на батарее ионисторов упадет до минимального рабочего напряжения (V_{UV}) DC/DC преобразователя.

Для оценки величины минимальной емкости батареи ионисторов необходимо определить эффективное сопротивление схемы R_T . R_T является суммой эквивалентных последовательных сопротивлений ионисторов (ESR), потерь распределения (R_{DIST}) и сопротивлений открытых каналов MOSFET ($R_{DS(ON)}$) в цепях коммутации питания:

$$R_T = ESR + R_{DIST} + R_{DS(ON)}.$$

Допуская потерю 10% входной мощности P_{IN} на сопротивлении R_T , $R_{T(MAX)}$ можно определить как

$$R_{T(MAX)} = \frac{0.1 V_{UV}^2}{P_{IN}}.$$

Напряжение $V_{C(UV)}$ на батарее ионисторов при заданной величине V_{UV} должно быть равно

$$V_{C(UV)} = \frac{V_{UV}^2 P_{IN} R_T}{V_{UV}}.$$

Теперь можно оценить требования к минимальной емкости C_{MIN} , основываясь на необходимом времени резервирования t_{BU} , в течение которого данные переписываются в флеш-память, начальном напряжении на

батарее ионисторов ($V_{C(O)}$) и минимальном рабочем напряжении на ионисторах ($V_{C(UV)}$):

$$C_{MIN} = \frac{2 P_{IN} t_{BU}}{V_{C(O)}^2 - V_{C(UV)}^2}.$$

C_{MIN} равна половине емкости одного ионистора. Используемая в выражении для расчета R_T величина ESR вдвое больше его номинального значения, что учитывает изменение его характеристик к концу срока службы. Концом срока службы ионистора считается состояние, когда его емкость падает до 70% от начального значения, или удваивается величина ESR.

В техническом описании LTC3625 на странице 6 приведен профиль заряда для двух конфигураций схемы, заряжающей батарею из двух ионисторов емкостью по 10 Ф до напряжения 5.3 В при $R_{PROG} = 143$ кОм. Для того чтобы определить значение R_{PROG} , при котором будет обеспечено требуемое время зарядки реальных ионисторов целевого приложения, этот график используется совместно со следующим выражением:

$$R_{PROG} = 143 \text{ кОм} \cdot \frac{10 \text{ Ф}}{C_{ACT}} \cdot \frac{5.3 \text{ В}}{V_{OUT}} \cdot \frac{V_{C(UV)}}{V_{C(UV)}} \cdot \frac{t_{RECH}}{t_{EST}}.$$

где

$V_{C(UV)}$ – минимальное напряжение на ионисторе, при котором DC/DC преобразователь еще способен поддерживать на выходе требуемое напряжение;

V_{OUT} – выходное напряжение микросхемы LTC3625, необходимое для целевого приложения (устанавливается на выводе V_{SEL});

C_{ACT} – реальная емкость батареи ионисторов;

t_{RECH} – время перезарядки, необходимое для целевого приложения;

t_{EST} – время, требуемое для зарядки батареи от $V_{C(UV)}$ до 5.3 В, экстраполированное из графиков профиля заряда.

Пример проектирования

Пусть для перезаписи данных в флеш-память требуется 45 секунд, входная мощность DC/DC преобразователя равна 20 Вт, а напряжение V_{UV} для DC/DC преобразователя равно 2.7 В. Необходимое время t_{RECH} равно десяти минутам. Напряжение полностью заряженной батареи установлено равным

4.8 В – хороший компромисс между необходимостью увеличения срока службы ионисторов и максимально возможным использованием их емкости. Расчетные значения слагаемых сопротивлений R_T равны: $R_{DIST} = 10\text{ мОм}$, $ESR = 20\text{ мОм}$ и $R_{DS(ON)} = 10\text{ мОм}$.

Вычисленные результирующие величины сопротивлений $R_{T(MAX)} = 36\text{ мОм}$ и $R_T = 40\text{ мОм}$ достаточно близки для этого этапа конструирования. Расчетное значение $V_{C(UV)}$ равно 3 В. Емкость C_{MIN} равна 128 Ф. Ионисторы 360 Ф к концу срока службы будут иметь емкость 126 Ф и ESR, равное 6.4 мОм. Переключатель питания состоит из микросхемы LTC4412 и двух Р-канальных MOSFET. Сопротивление открытого канала $R_{DS(ON)}$ при напряжении затвора 2.5 В не превышает 10.75 мОм. Равное 26.15 мОм сопротивление R_T с хорошим запасом согласуется с требуемой величиной $R_{T(MAX)}$. Расчетное сопротивление R_{PROG} составляет 79.3 кОм. Ближайшее значение из стандартного ряда однопроцентных сопротивлений равно 78.7 кОм. Указанная в справочных материалах индуктивность дросселей равна 3.3 мкГн как для понижающего, так и для повышающего канала.

LTC3625 содержит компаратор для контроля входного напряжения. Делитель напряжения, подключенный к входу этого компаратора (вывод PFI), устанавливает минимальный порог допустимого напряжения питания равным 4.75 В.

На Рисунке 2 показано реальное время резервирования для системы с нагрузкой, потребляющей 20 Вт. Необходимое время резервирования равно 45 с, в то время как эта система обеспечивает 76.6 с. Разница обусловлена тем, что сопротивление R_T оказалось ниже расчетного, как и реальное значение $V_{UV} = 2.44\text{ В}$. Из Рисунка 3 видно, что реальное время перезарядки равно 685 с, а не 600 с, которые использовались в расчетах. Выигрыш обусловлен более низким напряжением V_{UV} .

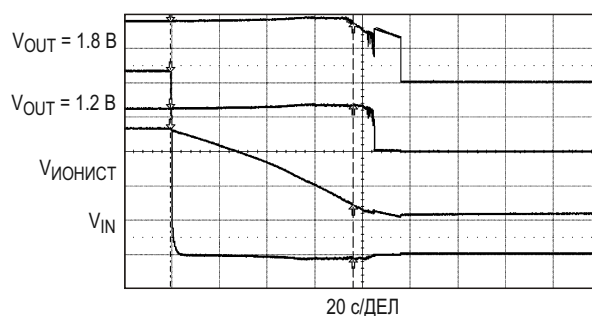


Рисунок 2. Время резервного копирования при поддержке нагрузки 20 Вт.

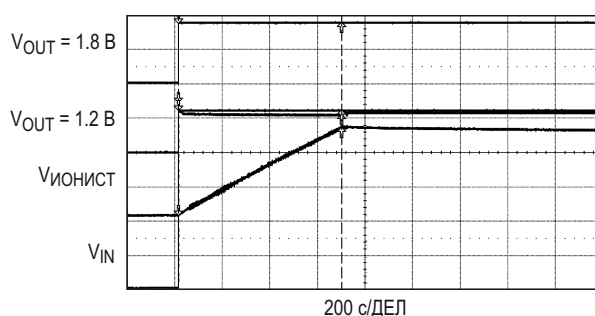


Рисунок 3. Время восстановления заряда после резервирования.

Заключение

Для выполнения предписаний «зеленых» инициатив аккумуляторы в центрах обработки данных повсеместно заменяются ионисторами. Чтобы создать систему резервного питания для приложений хранения данных, можно объединить эффективный 1-амперный контроллер зарядки ионисторов LTC3625 с автоматической балансировкой элементов и коммутатор питания LTC4412. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC3625](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC4412](#)
3. [Datasheet Linear Technology LTM4616](#)
4. [Datasheet Vishay Si4421DY](#)

Каскодная пара полевых транзисторов улучшает характеристики источника тока

Clayton Grantham

EDN

Многим датчикам, используемым в системах управления производственными процессами, таким как термисторы или тензометрические мосты, требуются точные источники постоянного тока. Добавив один токоизмерительный резистор R_1 , вы можете превратить в такой источник микросхему источника опорного напряжения IC_1 (Рисунок 1). Однако на точность и разрешение измерений будут оказывать влияние погрешности источника, зависящие как от R_1 , так и от IC_1 . И хотя вы можете выбрать прецизионные резисторы, точность которых превосходит точность большинства доступных микросхем опорных источников,

доминирующей составляющей ошибки будет погрешность источника опорного напряжения. Несмотря на то, что производители стремятся минимизировать чувствительность опорных источников к температуре и ошибку их выходного напряжения, на точность могут оказывать влияние колебания источника питания, особенно в приложениях управления производственными процессами, которые должны работать в широком диапазоне питающих напряжений.

Пара каскодно соединенных полевых транзисторов с р-п переходом Q_1 и Q_2 образует источник постоянного тока, минимизирую-

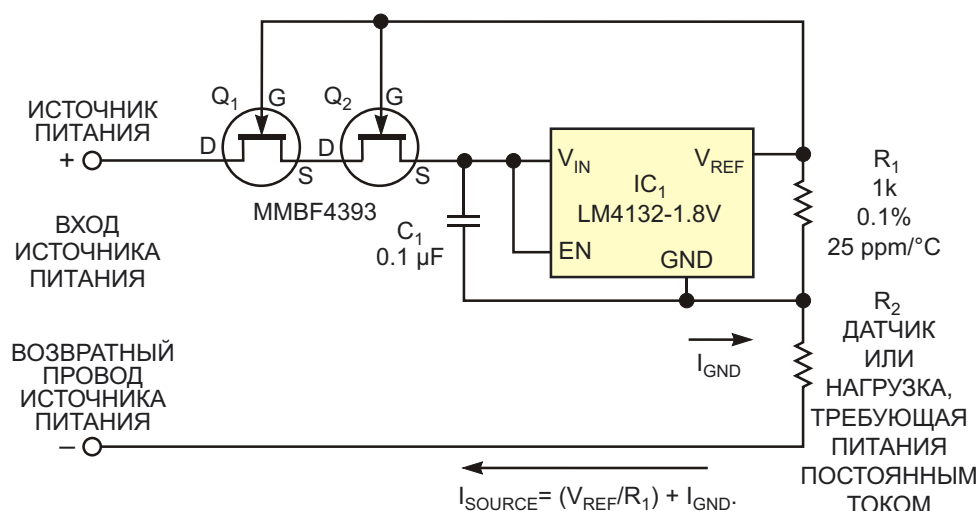


Рисунок 1. Пара каскодно соединенных полевых транзисторов уменьшает влияние флуктуаций напряжения питания на точность источника тока.

щий чувствительность микросхемы источника опорного напряжения к колебаниям питания и расширяющий диапазон рабочих напряжений IC₁ за пределы максимально допустимого уровня 5.5 В. Помимо этого, Q₁ и Q₂ эффективно увеличивают эквивалентное сопротивление источника тока от нескольких мегаом до гигаом. В эквивалентной схеме Нортона это сопротивление включено параллельно идеальному источнику тока.

N-канальный полевой транзистор с управляющим р-п переходом работает в режиме обеднения с максимальным током насыщения стока, когда напряжение между его затвором и истоком равно нулю. В отличие от обедненных MOSFET, которым для открывания канала необходимо смещающее напряжение на затворе, полевые транзисторы с управляющим р-п переходом по умолчанию открыты, а напряжение на затворе требуется для выключения тока. По мере того, как напряжение затвора становится более отрицательным относительно истока, ток стока полевого транзистора уменьшается, и становится равным нулю при напряжении отсечки. Характер зависимости тока стока полевого транзистора от напряжения затвора приблизительно описывается выражением

$$I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P} \right)^2,$$

где

I_D – ток стока,

I_{DSS} – ток насыщения

V_{GS} – напряжение затвор-исток,

V_P – напряжение отсечки.

Предположим, что выходное напряжение IC₁ не меняется и равно 1.8 В. Поскольку выходное напряжение управляет затвором транзистора Q₂, входное напряжение V_{IN} микросхемы IC₁ равно

$$V_{IN} = V_{REF} + V_{GS(Q2)} = 1.8 \text{ В} + (1.2 \text{ В} - 3 \text{ В}).$$

Таким образом, напряжение затвор-исток транзистора Q₂ держится на уровне номинального напряжения отсечки 1.2 В и изменяется вместе с небольшими изменениями в источнике тока. При изменении напряжения источника питания от 3 В до более чем 30 В входное напряжение, как мы и ожидали, оста-

ется практически постоянным, поскольку V_{REF} также не меняется. Каскодная конфигурация полевых транзисторов увеличивает сопротивление в эквивалентной схеме Нортона для источника тока до значения, большего, чем сопротивление только источника опорного напряжения или только резистора R₁. Можно использовать и один транзистор, но два существенно увеличивают эффективный импеданс схемы. Заметьте, что микросхема IC₁ не ухудшает точность, поскольку полевые транзисторы поддерживают напряжение на ее входе практически постоянным, позволяя микросхеме эффективно компенсировать как начальный разброс напряжений затвор-исток, так и температурные эффекты, связанные с транзисторами Q₁ и Q₂.

Отрицательная обратная связь в замкнутом контуре Кирхгофа, содержащем V_{IN} , V_{REF} и $V_{GS(Q2)}$, устанавливает ток стока Q₂ в равновесное значение, определяемое его передаточной характеристикой. Представляющий собой сумму тока V_{REF}/R_1 и «собственного» внутреннего тока I_{GND} микросхемы IC₁, ток стока Q₂ остается постоянным. Добавление транзистора Q₁ уменьшает влияние выходного импеданса Q₂ до пренебрежимо малых значений. Регулировка сопротивления R₁ изменяет выходной ток стока в пределах полезного диапазона от 200 мкА до 5 мА, верхняя граница которого зависит от тока насыщения стока Q₂. Если вы выбрали полевой транзистор с большим током насыщения стока, удостоверьтесь, что мощность, рассеиваемая Q₁, не превышает допустимого значения.

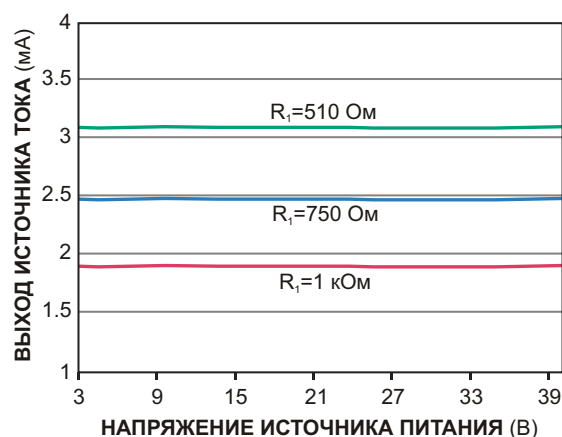


Рисунок 2. При сопротивлениях резистора R₁, равных 1 кОм, 750 Ом и 510 Ом, выходные токи составляют примерно 1.8 мА, 2.5 мА и 3.6 мА и практически не меняются в широком диапазоне напряжений источника питания.

Не забывайте, что минимальное напряжение питания схемы должно быть больше суммы минимального напряжения, необходимого для опорного источника, и падения напряжения на датчике $I_{SOURCE} \times R_2$. Наибольшее напряжение питания схемы не должно превышать значения $I_{SOURCE} \times R_2 + 30$ В. Например, если схема питает ток 2.5 мА мостовой датчик давления R_2 с сопротивлением 1 кОм, диапазон напряжений питания

будет ограничен значениями 5.5 В и 32.5 В. Как видно из Рисунка 2, в широком диапазоне напряжений источника питания изменения выходного тока схемы составляют менее 1 мкА. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4132](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MMBF4393](#)

Активное управление трансформатором для подавления синфазного напряжения

Stephen Woodward

EDN

В предыдущей статье [1] обсуждался один подход к решению проблемы, связанной с земляной петлей, являющейся источником постоянной головной боли разработчиков аналоговых схем. В ней описывалась простая и эффективная многоканальная схема. Однако эта схема асимметрична, поскольку подавляет синфазные напряжения (common-mode-voltage – CMV) только на приемном конце кабеля. Поэтому она воздействует лишь на входы, и ничего не делает на выходах. Однако в тех случаях, когда CMV содержит только переменную составляющую помехи, другой метод удаления CMV – активное индуктивное подавление – работает двусторонне, и поэтому компоненты ошибки CMV компенсируются как для входных, так и для выходных сигналов.

На протяжении многих лет инженеры использовали пассивную индуктивную схему

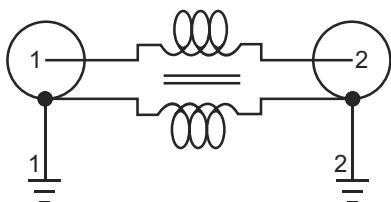


Рисунок 1. В классической конфигурации хамбакера трансформатор CMV состоит из первичной обмотки, последовательно включенной в провод, соединяющий земли между источником (1) и приемником сигнала (2), и вторичной обмотки с отношением витков 1:1.

подавления CMV (Рисунок 1). Эта схема, иногда называемая «трансформатор хамбакера» из-за того, что доминирующей составляющей CMV часто бывает 60-герцовый сетевой фон, состоит из первичной обмотки, последовательно включенной в провод, соединяющий земли между источником (1) и приемником сигнала (2), и вторичной обмотки с отношением витков 1:1.

Принцип работы трансформатора CMV основан на магнитной связи между первичной и вторичной обмоткой, в результате которой напряжение, возникающее на первичной

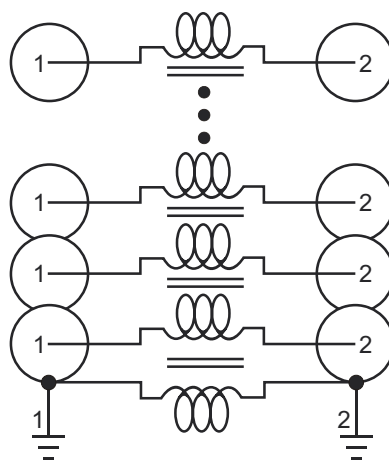


Рисунок 2. За счет большого габарита и веса магнитных компонентов, принцип, иллюстрированный Рисунок 1, можно расширить на несколько каналов.

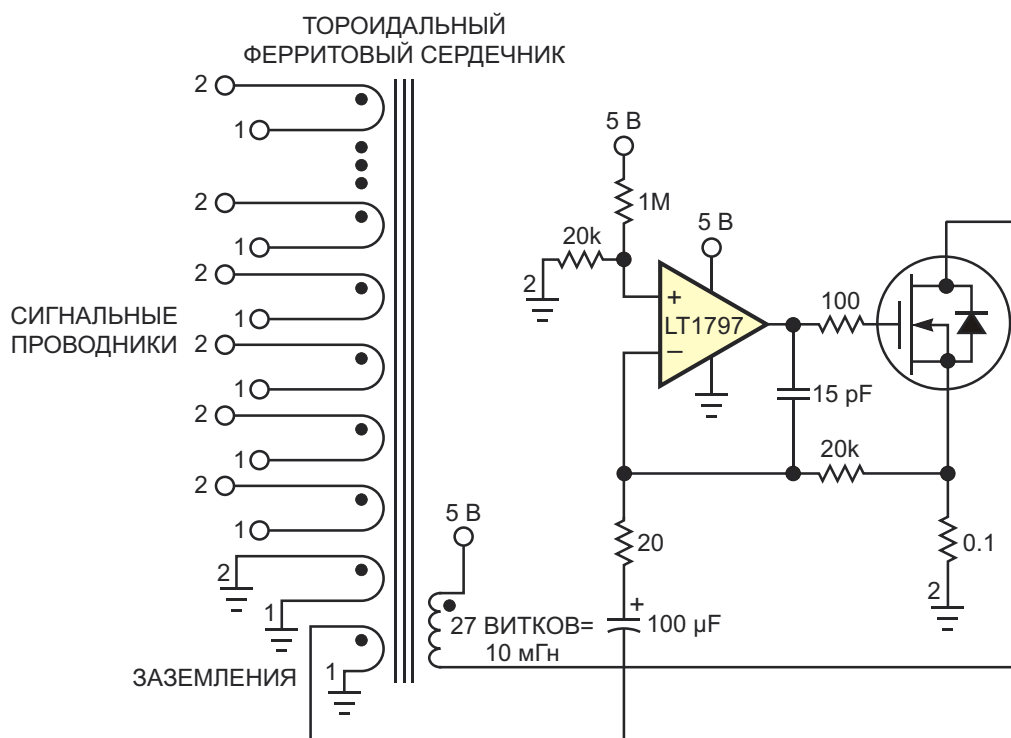


Рисунок 3. Используя активное управление трансформатором CMV, вы можете получить подавление CMV на 40 дБ или больше, расширив при этом полосу рабочих частот от десятков до миллионов герц.

обмотке, индуцирует равное и противоположное напряжение на вторичной обмотке, и таким образом, компенсирует его. Этот принцип легко расширить на несколько каналов, просто добавив для каждого канала по дополнительной вторичной обмотке (Рисунок 2).

Однако ахиллесовой пятой трансформатора CMV является тот факт, что на низкочастотном конце шумового спектра такая схема работает плохо. Это происходит из-за того, что для хорошего подавления помех индуктивное сопротивление обмоток должно быть намного больше импеданса кабеля. Чтобы удовлетворить этому критерию на частотах ниже 60 Гц, необходима индуктивность в сотни миллигенри. Для многоканальных приложений это выльется в большие объемы меди и сердечника. Однако если вы не возражаете против того, чтобы ваша схема потребляла немного энергии, эту проблему можно обойти с помощью активного управления трансформатором CMV.

На Рисунке 3 усилитель мощности, состоящий из микросхемы высокочастотного ОУ LT1797 и MOSFET, заставляет управляемый трансформатор с высокой точностью компенсировать синфазное напряжение, отслеживаемое относительно земли. В результате усиление кажущейся индуктивности оказывается настолько большим, что обмотку можно свести к одному проводу, проходящему через тороидальный сердечник. Другими словами, все, что требуется для того, чтобы получить подавление CMV на 40 дБ или больше и расширить полосу рабочих частот от десятков до миллионов герц – это просто пропустить многожильный сигнальный кабель сквозь «дырку от бублика». **РЛ**

Ссылки

1. [Усилитель подавляет синфазное напряжение](#)

Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1797](#)

Двухпроводное управление SPI интерфейсом быстродействующего АЦП

Dan Meeks

EDN

В большинстве современных микроконтроллеров, процессоров обработки сигналов и ПЛИС имеются аппаратные и программные ресурсы для поддержки распространенных интерфейсных стандартов SPI и I²C – либо одного из них, либо обоих. Этим интерфейсным стандартам присущи существенные недостатки. Например, пропускная способность I²C может составлять 100 Кбит/с, 400 Кбит/с или 3.4 Мбит/с в стандартном, скоростном и высокоскоростном режимах, соответственно, чего не всегда достаточно для соответствия частоте дискретизации современного периферийного преобразователя данных. Даже без учета кадрирующих и вспомогательных битов, 12-разрядный АЦП с быстродействием 100 Квыб/с должен передавать данные со скоростью не менее

1.2 Мвыб/с, поддерживаемой только высокоскоростным режимом I²C. Между тем во многих процессорах и контроллерах высокоскоростной режим I²C не предусмотрен, и значит, поддерживать быстрое преобразование данных они не могут.

Одним из главных преимуществ I²C является сокращенное число проводов, соединяющих ведущее устройство с ведомым. Используя всего два провода плюс землю, ведущий контроллер может и адресоваться к ведомому устройству, и обмениваться с ним данными, в то время как SPI требует трех проводов – для сигналов данных, синхронизации и выбора устройства. Несколько ведомых устройств могут использовать общую шину SPI, но для каждого нужна собственная линия выборки.

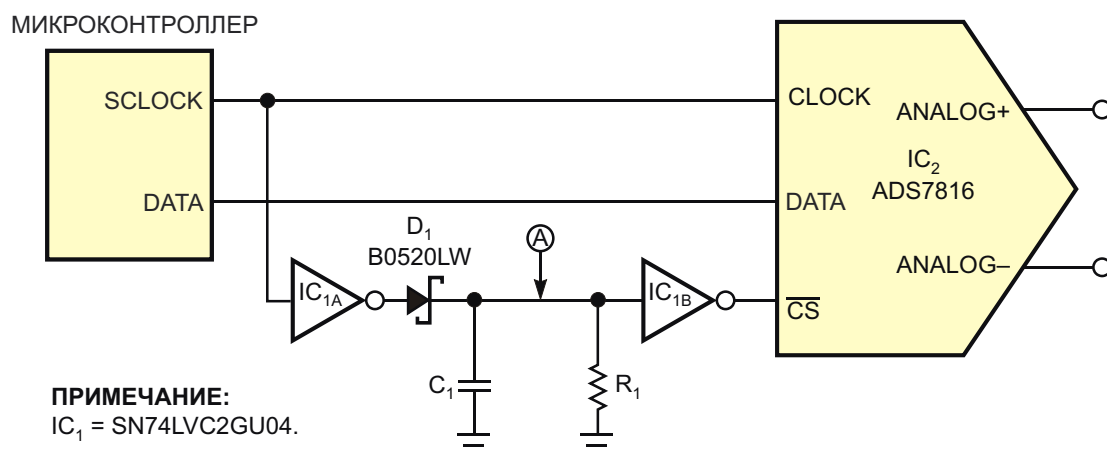


Рисунок 1. Два инвертора и несколько компонентов могут заменить линию выборки кристалла АЦП на интерфейсе SPI.

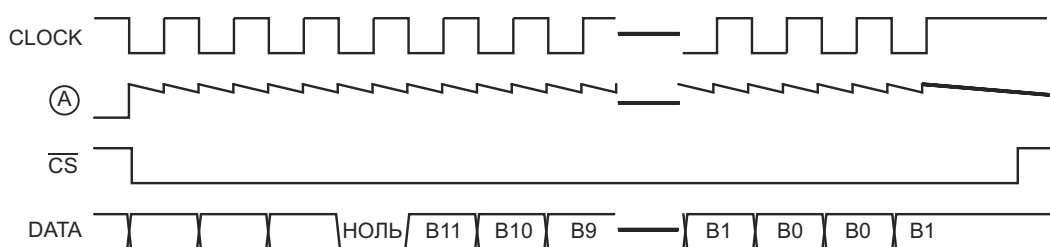


Рисунок 2. Тактовый сигнал (CLOCK) интерфейса SPI (верхняя диаграмма) синхронизирует вывод данных (нижняя диаграмма), а пиковое детектирование тактовых импульсов (точка А на Рисунке 1) формирует сигнал (предпоследняя диаграмма), подменяющий выбор кристалла.

При постоянном росте частоты дискретизации невысокая скорость I^2C может ограничивать использование этого интерфейса в некоторых приложениях, побуждая разработчиков выбирать SPI. Однако для SPI требуется дополнительная линия от хост контроллера. В ситуациях, когда свободных выводов микроконтроллера у вас нет, а приложению необходим быстрый интерфейс SPI, можно воспользоваться методом, показанным на Рисунке 1.

Например, выпускаемый Texas Instruments 12-битный АЦП ADS7816 с быстродействием до 200 Квыб/с на максимальной частоте требует битовой скорости передачи данных 3 Мвыб/с. Процесс преобразования инициируется активным низким уровнем на выводе $\overline{CS}$ (выбор кристалла) микросхемы ADS7816. Обрато к высокому уровню $\overline{CS}$ возвращается по завершении процесса преобразования, заканчивающегося передачей данных.

Переход сигнала $\overline{CS}$ в низкий уровень происходит по спадающему фронту CLOCK. Постоянная времени пикового детектора, образованного элементами D_1 , R_1 и C_1 , гарантирует, что уровень $\overline{CS}$ не станет высоким до тех пор, пока линия сигнала CLOCK не останется на высоком уровне на протяжении более чем одного периода тактовой частоты (Рисунок 2). Хотя данные, синхронизируемые линией CLOCK, выводятся из IC_2 , уровень $\overline{CS}$ оста-

ется низким, и после завершения выгрузки данных сигнал CLOCK переходит в высокое состояние, а затем за ним следует и $\overline{CS}$, подготавливая схему к следующему циклу преобразования.

Поскольку к концу цикла преобразования конденсатор C_1 должен быть разряжен, управляющему контроллеру необходимо задержать запуск следующего преобразования на время, необходимое для полного разряда конденсатора. Продуманным выбором величин R_1 и C_1 эту задержку можно снизить до трех периодов тактовых импульсов. Кроме того, напряжение на C_1 не должно опускаться ниже порогового уровня входа инвертора IC_{1B} до прихода следующего тактового импульса, который восстановит заряд конденсатора. Время заряда C_1 определяется выходным напряжением и выходным сопротивлением инвертора IC_{1A} , а время разряда зависит от сопротивления резистора R_1 и входного импеданса инвертора IC_{1B} . Чтобы сделать надежную схему, учитывайте допуски номиналов и температурные коэффициенты компонентов, а также разбросы пороговых напряжений и выходных уровней логических элементов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments ADS7816](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LVC2GU04](#)
3. [Datasheet Diodes B0520LW](#)

Недорогой приемник сигналов токовой петли 4-20 мА

Ken Whiteleather

Electronic Design

Благодаря устойчивости к электромагнитным помехам, создаваемым электромоторами, контакторами, реле и другими источниками, управляющие токовые петли, особенно, популярная петля 4-20 мА, применяются во многих промышленных приложениях. У стандартных технологических контроллеров часто есть выходы 4-20 мА (иногда 0-20 мА), используемые для управления скоростью, давлением, температурой и другими параметрами в системах с замкнутым контуром регулирования.

Сделать схему приемника сигнала 4-20 мА не очень сложно. Существует несколько доступных компонентов, разработанных специально для этой цели. Однако цена этих компонентов, приобретаемых в небольших количествах, оказалась несколько выше, чем я ожидал (свыше \$10).

В поисках более дешевой альтернативы я обнаружил выпускаемую Texas Instruments микросхему INA134. Это исключительно универсальный дифференциальный усилитель с единичным усилением и широким диапазоном напряжений питания. Используя вдвоенную версию усилителя (INA2134) и совсем немного точных резисторов, я сделал схему приемника 4-20 мА, которая стоит меньше \$2.60.

Схема на Рисунке 1 моделировалась в MultiSim 8 с использованием микросхемы INA134. (Переназначение выводов для INA2134 никаких трудностей не вызывает). Моделирование выполнялось для источника переменного тока со средним значением 12 мА, изменяющегося с частотой 10 Гц, пиковая амплитуда которого 8 мА обеспечивала размах выходного сигнала от 4 мА до 20 мА.

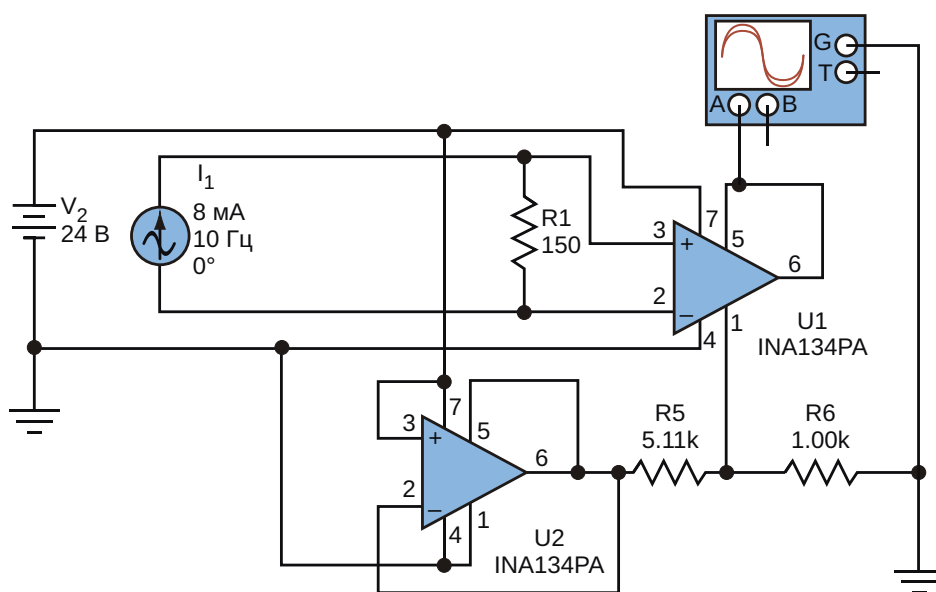


Рисунок 1. Этот вариант приемника сигнала 4-20 мА может быть более дешевым, чем схема, сделанная на доступных специализированных компонентах.

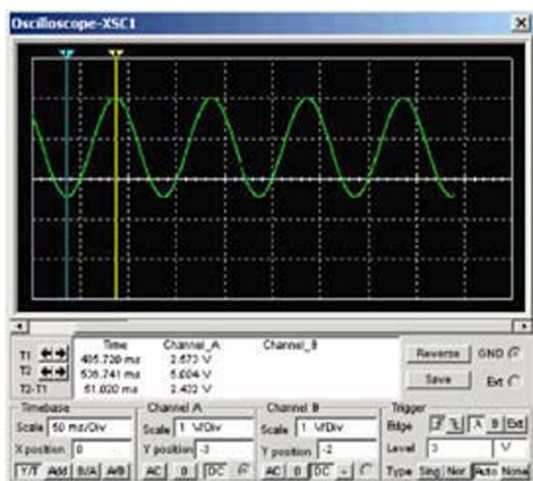


Рисунок 2. Выходное напряжение приемника, включая напряжение смещения 2 В, меняется от 2.6 В до 5 В.

Здесь можно использовать любое разумное значение частоты, но в типичных системах петля 4-20 мА обычно управляет медленными процессами.

Одна из секций INA2134 используется для смещения выходного напряжения. Показанные на схеме однопроцентные резисторы и прецизионные внутренние резисторы с лазерной подгонкой микросхемы INA2134 обеспечивают достаточно точное смещение +2 В. Схема работает от одного источника питания 24 В, и это смещение ей необходимо, чтобы выходное напряжение не опускалось

слишком близко к шине земли. (В технической документации указано, что выходное напряжение должно быть на 2 В выше напряжения отрицательной шины питания и на 2 В ниже напряжения положительной шины).

На резисторе 150 Ом с допуском 1%, включенном между входами усилителя, падает 0.6 В при токе 4 мА и 3 В при токе 20 мА. С учетом смещения 2 В это дает диапазон выходных напряжений от 2.6 В до 5 В (Рисунок 2). В моем устройстве это напряжение оцифровывается аналого-цифровым преобразователем (АЦП). Выход АЦП подключен к небольшому микроконтроллеру, управляющему процессом преобразования.

Обратите внимание, что при изменении входного тока от 0 мА до 20 мА выходное напряжение меняется в диапазоне от 2.0 В до 5.0 В. Простой заменой резисторов разработчики могут выбрать другой выходной диапазон, подходящий для конкретного приложения. Напряжение источника питания можно увеличить до 36 В. В случае двуполярного питания (до ± 18 В) смещение не требуется, и в схеме можно использовать одиночный усилитель INA134 с одним входным резистором, благодаря чему ее стоимость становится меньше \$1.60. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments INA134](#)

Нелинейное управление интенсивностью освещения с помощью линейного потенциометра

Stephan Goldstein, Analog Devices

EDN

Нелинейность реакции человеческого глаза на уровни освещенности создает проблемы для разработчиков регулируемых источников света. Простые аппаратные или программные способы линейного управления сжимают большую часть видимого изме-

нения интенсивности до относительно небольшого диапазона регулировки. Характеристика управления должна быть сильно нелинейной. Такая характеристика расширяет диапазон управления яркостью и дает более естественные ощущения.

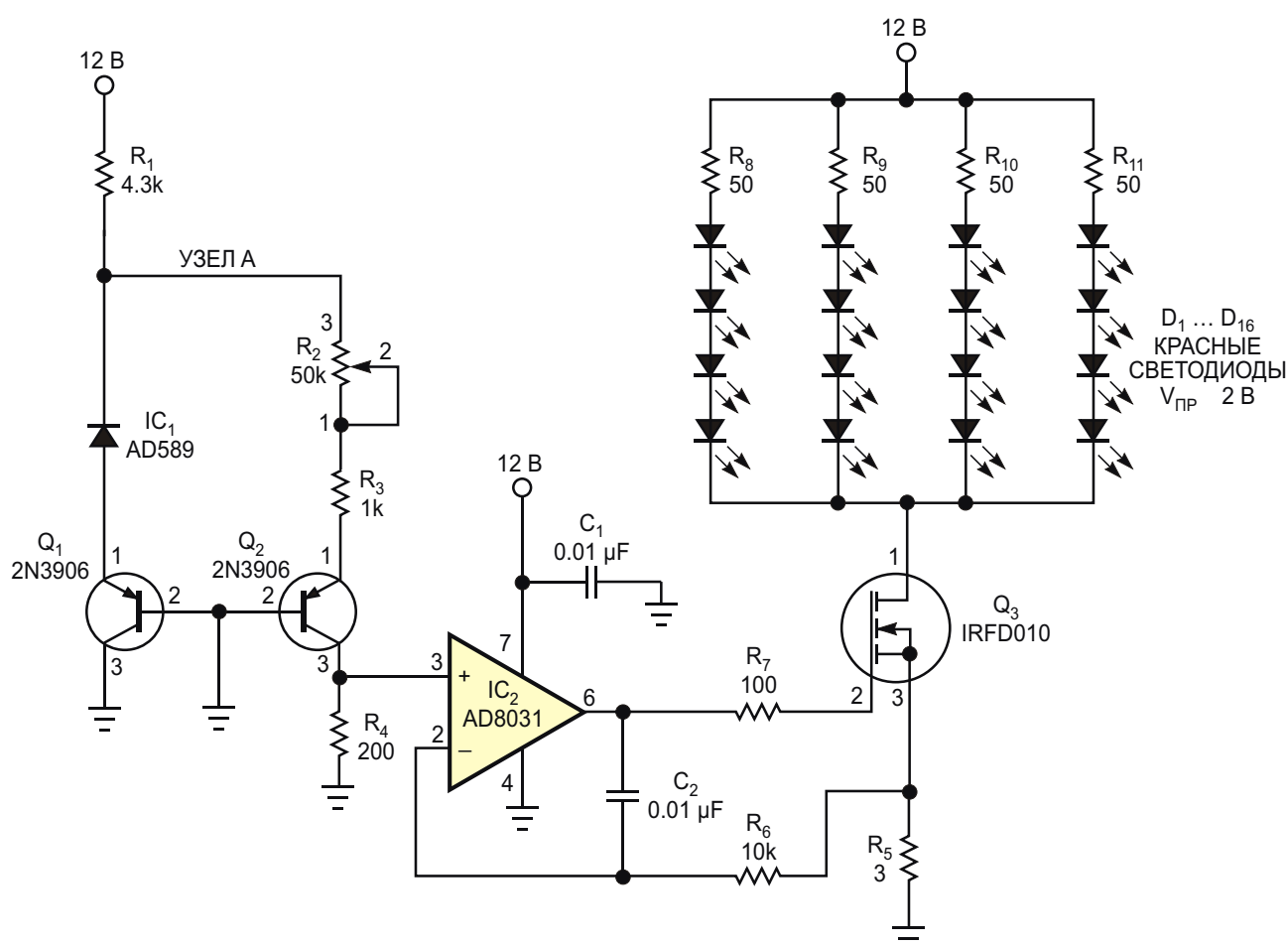


Рисунок 1. Эта несложная схема обеспечивает линейную регулировку яркости фотолaborаторного фонаря.

Поводом послужил понадобившийся мне фотофонарь. Простейший светодиодный фонарь для фотопечати вы можете собрать из компонентов, найденных в коробке со старым барахлом, но если бы уровень яркости мог регулироваться, риск засвечивания фотобумаги можно было бы свести к минимуму. Однако потенциометры с логарифмической характеристикой, применяемые в аудиотехнике, достаточно дороги, и хотелось бы избежать их использования. В статье показано, как решить эту задачу, используя недорогой линейный потенциометр.

Упрощенный вариант решения показан на Рисунке 1. Включенный диодом транзистор Q_1 и микросхема AD589 источника опорного напряжения 1.235 В (IC_1) формируют в узле А напряжение, равное $1.235 \text{ В} + V_{BE(Q1)}$, где $V_{BE(Q1)}$ – напряжение база-эмиттер транзистора Q_2 . Линейный потенциометр R_2 и резистор R_3 , включенные между узлом А и эмиттером Q_2 , управляют эмиттерным и коллекторным токами Q_2 в соответствии с выражением

$$\frac{1.235 \text{ В}}{R_2 + R_3}.$$

Это неточное соотношение, поскольку напряжения V_{BE} транзисторов Q_1 и Q_2 слегка изменяются при вращении потенциометра, однако на практике эта если не логарифмическая, то нелинейная характеристика работает вполне хорошо.

Падение напряжения на R_4 от коллекторного тока транзистора Q_2 создает управляющее напряжение для IC_3 , а, поскольку Q_2 всегда находится в состоянии, близком к насыщению, компоненты ограничивают напряжение между его коллектором и базой на приемле-

мом уровне порядка 200 мВ. В положении движка, когда сопротивление R_2 минимально, и яркость света максимальна, резистор R_3 ограничивает ток светодиодов, а при максимальном сопротивлении R_2 , соответствующем минимальной яркости, R_1 ограничивает ток через IC_1 .

Опорное напряжение на коллекторе транзистора Q_2 управляет стандартным интегрирующим усилителем обратной связи, состоящим из rail-to-rail операционного усилителя IC_2 (AD8031), маломощного MOSFET Q_3 (IRFD010) и элементов R_5 , R_6 , C_2 . Эта следящая система устанавливает ток через резистор R_5 , который в R_4/R_5 раз больше, чем ток через R_4 . Резистор R_7 изолирует емкость затвора Q_3 , предотвращая самовозбуждение IC_2 из-за нестабильности нагрузки. Для питания схемы используется стандартный модульный источник 12 В, позволяющий включить четыре светодиодных цепочки с общим падением напряжения в каждой строке порядка 8 В. Для защиты от перегрузки и поддержания максимального тока каждой светодиодной цепочки на уровне около 20 мА включены резисторы $R_8 \dots R_{11}$, делящие ток стока Q_3 на четыре. Напряжение, падающее на каждом резисторе, равно 1 В, в результате чего между стоком и истоком транзистора Q_3 остаются 3 В, при которых рассеиваемая на нем мощность составляет примерно 250 мВт. При увеличении количества светодиодов или напряжения источника питания, возможно, вам потребуется заменить Q_3 более мощным МОП транзистором. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD589](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8031](#)
3. [Datasheet Vishay IRFD010](#)

Схема совмещает функции включения питания и торможения двигателя постоянного тока

Jean-Bernard Guiot

EDN

Управление небольшим двигателем постоянного тока без регулирования скорости кажется тривиальной задачей: для этого должно быть достаточно выключателя или реле. Тем не менее, такой подход сопровождается некоторыми проблемами. Первая — это выключатель, поскольку индуктивный характер нагрузки и низкое стартовое сопротивление мотора приводят к его преждевременному износу со всеми вытекающими неприятностями, связанными с искрением и электромагнитными помехами. Вторая заключается в том, что при выключении питания мотор продолжает вращаться в течение некоторого времени, зависящего от начальной скорости и инерционности ротора.

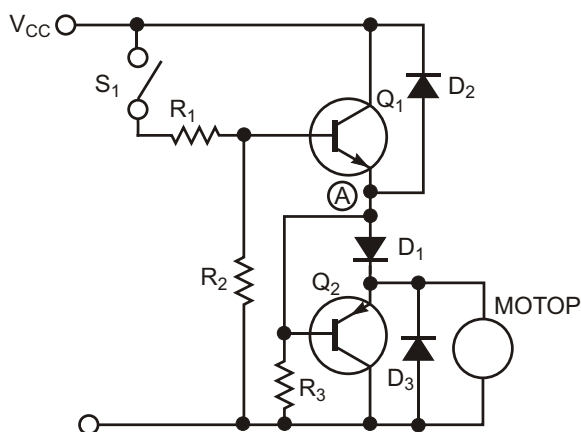


Рисунок 1. Эта схема выполняет функции включения и торможения двигателя.

Изображенная на Рисунке 1 схема может оказаться полезной для торможения двигателей в устройствах, не нуждающихся в точном управлении скоростью или положением останова. Схема состоит из двух частей. Q_1 коммутирует питание мотора. Диод D_2 защищает транзистор Q_1 от индуктивных выбросов. Резистор R_2 удерживает Q_1 в закрытом состоянии, пока разомкнут выключатель S_1 . R_1 ограничивает базовый ток Q_1 при замкнутом выключателе S_1 . На практике функцию S_1 могут выполнять ручной выключатель, контакты реле, оптоизолятор или транзистор. При замыкании S_1 , открывается транзистор Q_1 , и мотор начинает вращаться.

Q_2 , D_1 и R_3 образуют схему торможения. Эта схема похожа на выходной каскад логического элемента ТТЛ. Диод D_3 защищает транзистор Q_2 от индуктивных бросков напряжения. При замыкании выключателя S_1 транзистор Q_1 открывается, и напряжение в точке А становится высоким (близким к V_{CC}). Из-за падения напряжения на диоде D_1 напряжение на базе транзистора Q_2 будет выше, чем на эмиттере, и транзистор будет закрыт. Если при вращающемся моторе разомкнуть выключатель S_1 , транзистор Q_1 закроется, и напряжение в точке А приблизится к нулю. Напряжение противо-ЭДС двигателя воспринимается как замыкание транзистора Q_2 , эмиттер которого становится более положительным, чем база, и транзистор

открывается. Замыкание мотора приводит к его торможению. Чем выше скорость мотора, тем эффект торможения будет сильнее.

Для снижения последовательного сопротивления проводов Q_2 следует устанавливать как можно ближе к мотору. Паразитное сопротивление ограничивает тормозящий ток и, соответственно, увеличивает время останова. Схема на транзисторе Q_1 может располагаться на удалении от двигателя. Разделительная черта между двумя частями схемы проходит через точку А. Эта конструкция уста-

навливается на двигателях устройств смены инструмента небольших станков, и отлично работает там на протяжении многих лет. Номиналы компонентов для этой схемы не критичны. Желательно использовать составные транзисторы Дарлингтона, характеристики которых, так же, как и характеристики диодов, должны соответствовать напряжению питания и току мотора. (Однако не забывайте о большой индуктивности двигателя). К примеру, схема на Рисунке 1 подходит для 24-вольтового мотора с током 3.5 А. **РЛ**

Схема стабилизации рабочего тока радиочастотных усилителей

Ken Yang

Electronic Design

Популярность радиочастотных усилителей обусловлена их широкополосностью, малыми шумами и простотой использования. Они рассчитаны на работу с фиксированным током питания, поскольку изменения тока приводят к вариациям коэффициента усиления, смещению точки компрессии и уходу других важных параметров.

Обычно рабочий ток задается последовательным резистором, сопротивление которого рассчитывается на основании известного

постоянного напряжения на высокочастотном дросселе. Однако величина этого напряжения обычно неодинакова даже в одной партии компонентов. Например, постоянное выходное напряжение усилителя GALI-21, выпускаемого фирмой Mini-Circuits, согласно техническому описанию, может находиться в диапазоне от 3 В до 4.1 В.

По этой причине изменения тока усилителя при фиксированном напряжении питания, скажем, 5 В, могут достигать $\pm 30\%$, приводя к соответствующим изменениям коэффициента усиления. Это особенно нежелательно в двухканальных системах, коэффициенты усиления которых должны быть одинаковы. Для решения проблемы создана изображенная на Рисунке 1 схема, обеспечивающая постоянный ток питания, независимый от разброса параметров усилителей.

Активная обратная связь поддерживает равенство напряжений на инвертирующем и неинвертирующем входах операционного усилителя. Поэтому $V_{R1} = V_{R2}$, и:

$$I_2 = I_1 \frac{R1}{R2}.$$

Соотношение токов задается резисторами R1 и R2, а ток питания усилителя определяется значениями V_{CC} , R1 и R3:

$$I_2 = \frac{V_{CC}}{R1} \frac{R1}{R3} \frac{R1}{R2}.$$

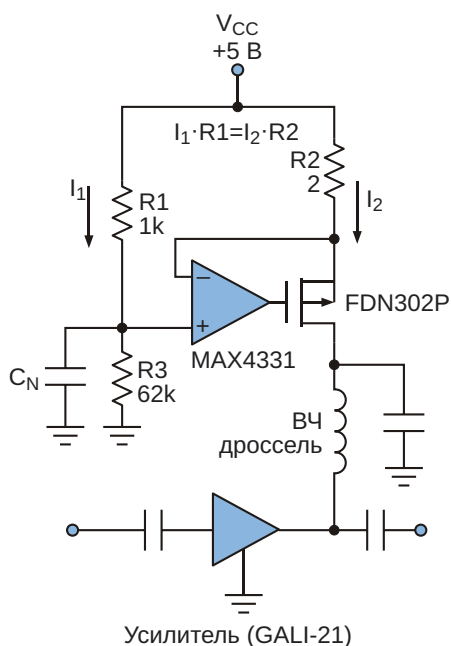


Рисунок 1. Эта простая схема обеспечивает постоянный ток питания, независимый от разброса параметров усилителей GALI-21.

В этом примере рекомендуемый изготовителем рабочий ток GALI-21 равен 40 мА. Таким образом, для $V_{CC} = 5$ В выбираем $R2 = 2$ Ом, $R1 = 1$ кОм и $R3 = 62$ кОм. Дополнительный конденсатор C_N устанавливают для снижения уровня шумов. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX4331](#)
2. [Datasheet Mini-Circuits GALI-21](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor FDN302P](#)

Простой датчик окружающего света управляет драйвером белых светодиодов

Sundaresan Sundararaj

Electronic Design

В этой статье описывается драйвер белых светодиодов, управляемый простым датчиком окружающего света. Типичной областью применения устройства могут быть схемы подсветки, аналогичные подсветке экранов сотовых телефонов. В очень солнечный день яркость увеличивается для улучшения общей видимости.

В схеме на Рисунке 1 использован четырехканальный драйвер белых светодиодов IA2505. Ток каждого светодиода определяется управляющим током, вытекающим через резистор, подключенный к выводу RSET, и может достигать 20 мА. Внутри микросхемы к выводу RSET подключен источник постоянного напряжения 1.2 В.

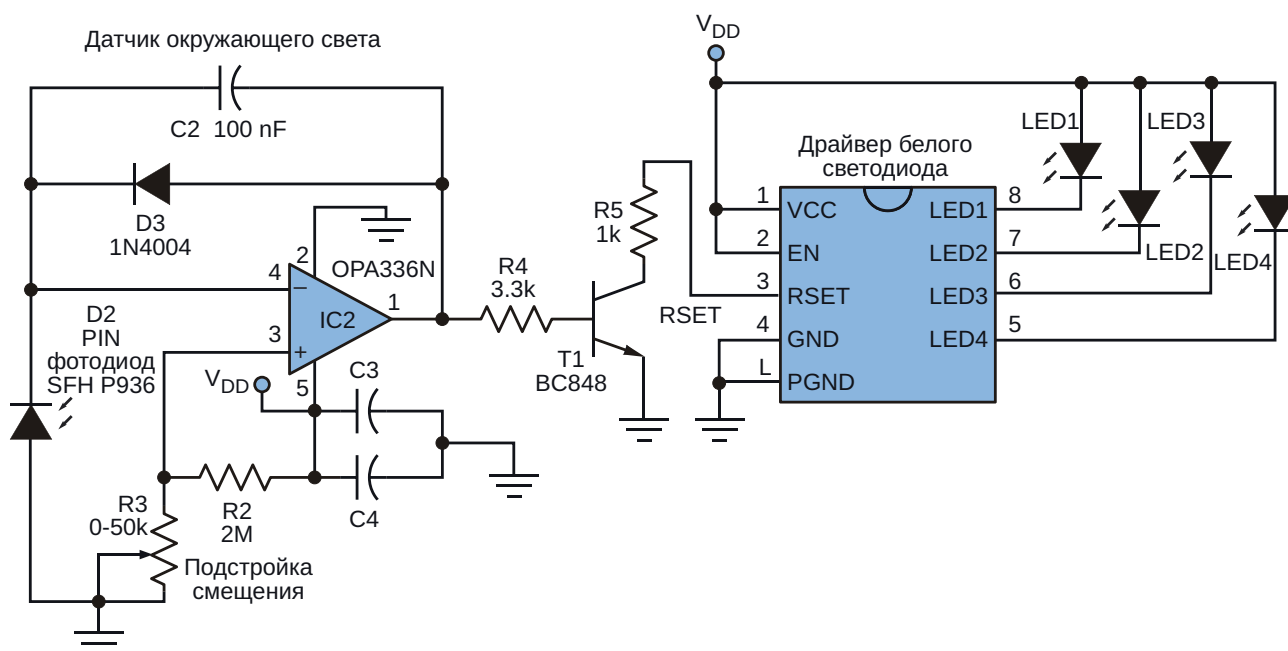


Рисунок 1. Основанный на псевдологарифмическом усилителе датчик окружающего света может использоваться для простого управления током драйвера белых светодиодов.

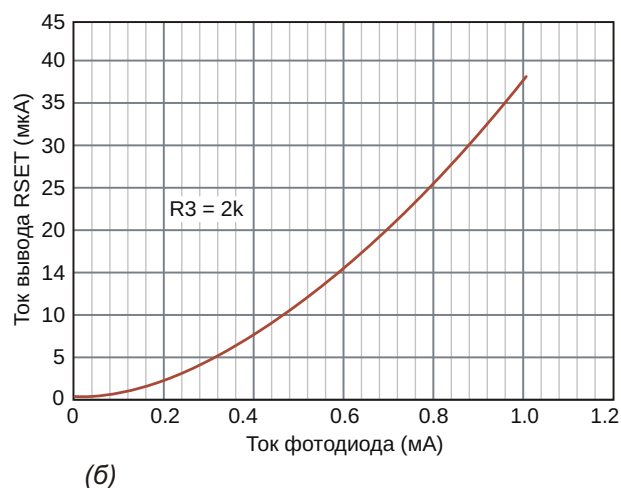
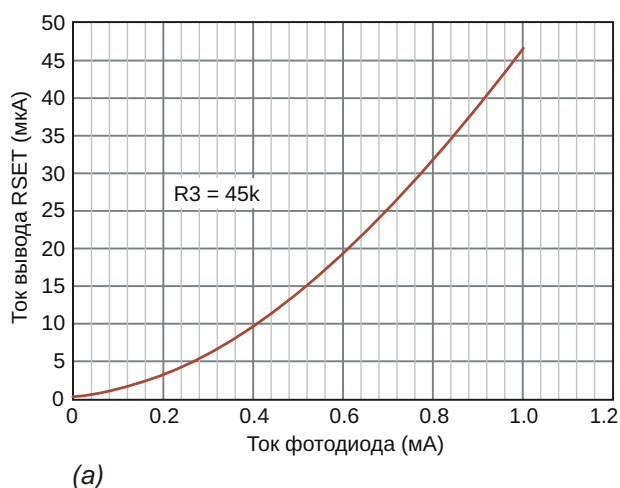


Рисунок 2. На этих графиках показана зависимость тока на входе RSET от тока фотодиода для двух сопротивлений резистора R3 – 45 кОм (а) и 2 кОм (б).

Резистор, соединяющий вывод RSET с землей, задает фиксированный ток, поровну распределяемый между четырьмя белыми светодиодами, независимо от условий освещенности. Замена резистора датчиком окружающего света позволяет автоматически регулировать яркость светодиодов при изменении уровня внешней освещенности.

Датчик окружающего света основан на псевдологарифмическом усилителе, состоящем из операционного усилителя IC2 и сигнального диода D3. Использование логарифмической зависимости требует большой динамический диапазон фототока.

Схема рассчитана на фототоки от 1 мкА до 1 мА (диапазон 60 дБ). Как видно из Рисунка 1, фотодатчик сделан на основе PIN-фотодиода, работающего в режиме обратного смещения. В спектрах источников окружающего света (флуоресцентных ламп, ламп накаливания или солнца) содержится значительная инфракрасная составляющая. Поэ-

тому в идеале надо выбрать фотодиод, максимум чувствительности которого находился бы в видимой области спектра.

Подстроечным потенциометром R3 изменяют чувствительность датчика в соответствии с реальным уровнем окружающего света и диапазоном фототоков. Для получения максимальной яркости (общий ток 80 мА) из вывода RSET через транзистор Т1 должен вытекать ток 66 мкА. Этот ток зеркально отражается внутри микросхемы IA2505 с коэффициентом усиления 1200 и управляет четырьмя светодиодами.

На Рисунке 2 показана зависимость тока на входе RSET от тока фотодиода в пределах ожидаемого диапазона при двух сопротивлениях резистора R3 (45 кОм и 2 кОм). **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA336N](#)
2. [Datasheet Silicon Labs IA2505](#)
3. [Datasheet Siemens SFH 216](#)

Простые триггерные схемы иллюстрируют малые токи утечки мощных MOSFET

Tom Bruhns

EDN

Схема на Рисунке 1 иллюстрирует сверхнизкие токи утечки затворов современных мощных MOSFET. Вы можете найти компоненты, которые в умеренно сухой среде будут сохранять свое состояние в течение нескольких дней. В рабочем состоянии нагрузка (это может быть лампа или звуковой излучатель) подтягивает сток транзистора Q_1 почти до уровня напряжения источника питания 12 В. Конденсатор C_1 через резистор R_2 заряжается практически до того же напряжения. Если вы нажмете на нефиксируемую кнопку S_1 , конденсатор C_2 и емкость затвора Q_1 зарядятся примерно до 99% от начального напряжения C_1 , в предположении, что нажатие достаточно кратковременно, чтобы C_1 не смог заметно разрядиться обратно через R_2 и сток

Q_1 , напряжение на котором теперь стало низким. В течение следующих нескольких секунд C_1 разряжается через резистор R_2 до нового напряжения стока Q_1 , который к этому моменту начинает проводить ток через резистор нагрузки R_1 .

Конструкция этой схемы должна обеспечивать очень низкие утечки из узла затвора MOSFET. Если используемый ключ практически не имеет утечки, исключив конденсатор C_2 , можно увидеть, что емкость затвора Q_1 достаточно велика для того, чтобы состояние схемы почти не менялось на протяжении нескольких дней. Если вам требуются более длительные выдержки, увеличьте емкость конденсатора C_2 . Современные полипропиленовые конденсаторы должны иметь время саморазряда, измеряемое годами, при условии, что на них нет грязи и влаги, а температура воздуха близка к комнатной. Увеличивая C_2 , пропорционально увеличьте C_1 и уменьшите R_2 , чтобы сохранить постоянную времени R_2C_1 равной примерно половине секунды.

Если вы будете удерживать кнопку S_1 нажатой в течение нескольких секунд, эта схема поведет себя по-другому. Тогда на затворе Q_1 установится напряжение, немного превышающее уровень порога. Например, если напряжение питания равно 6 В, а в нагрузку включена 6-вольтовая лампа накаливания, и пороговое напряжение затвора равно примерно 3 В, лампа будет тускло гореть. Резкий харак-

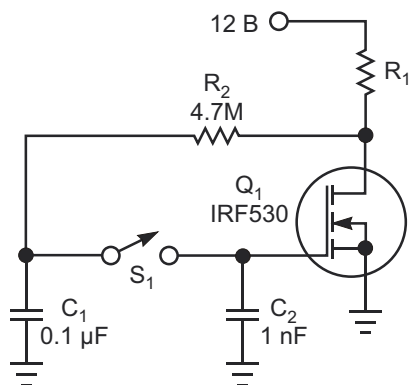


Рисунок 1. Эта «триггерная» схема демонстрирует низкие токи утечки затворов современных мощных MOSFET.

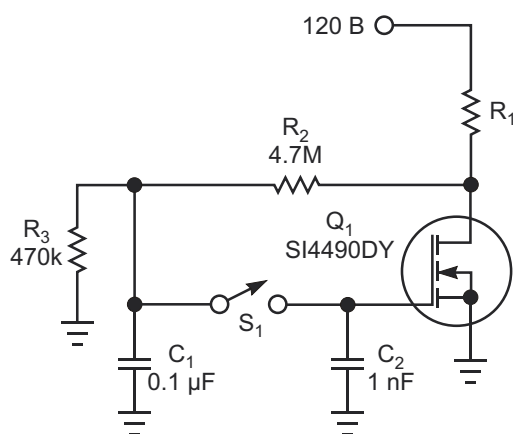


Рисунок 2. Эта схема может управлять более высокими напряжениями, поскольку подключенный к земле дополнительный резистор образует делитель напряжения, гарантирующий, что C_1 не сможет зарядиться до напряжения, способного повредить затвор Q_1 .

тер зависимости изменения тока стока от напряжения затвора, то есть, большая крутизна, позволит вам при отпускании кнопки по яркости лампы наблюдать медленное изменение напряжения на затворе, обусловленное утечками внутри транзистора и вне его. Изменение яркости будет происходить, в течение нескольких секунд, однако даже если вы ничего не увидите, это не будет означать, что никаких изменений не происходит. Если нажать S_1 на кнопку несколько раз с интервалами в несколько секунд, лампа быстро переключится от полной яркости до нулевой.

Для управления более высокими напряжениями нужно между R_2 и землей подключить дополнительный резистор, чтобы образовавшийся делитель ограничивал напряже-

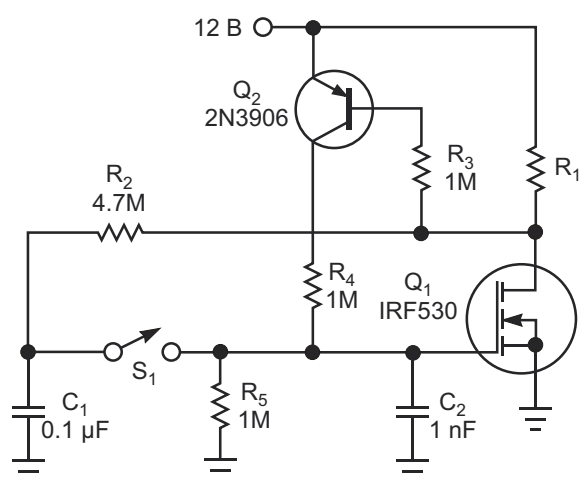


Рисунок 3. Эта версия переключательной схемы удерживает свое состояние бесконечно долго.

ние заряда C_1 до уровня, который не мог бы причинить вред затвору Q_1 (Рисунок 2). Схема будет более практичной и способной удерживать свое состояние бесконечно долго, если добавить транзистор и несколько резисторов (Рисунок 3).

Если транзистор Q_1 включен и питает нагрузку, Q_2 также открыт и через делитель R_4 , R_5 поддерживает на затворе Q_1 напряжение, равное примерно половине напряжения питания. Нажатие кнопки S_1 переключает выход так же, как и раньше, и закрывшийся транзистор Q_1 выключает Q_2 , позволяя резистору R_5 удерживать потенциал затвора Q_1 на уровне, близком к потенциалу земли. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay IRF530](#)
2. [Datasheet Vishay SI4490DY](#)

Входные импульсы управляют частотой цифрового генератора пилообразных сигналов

Nick Ierfino

Electronic Design

Не всегда легко создать генератор пилообразных сигналов, частота колебаний которого могла бы перестраиваться без манипуляций с конденсаторами и индуктивностями.

Существует множество схем источников пилообразных сигналов, но когда дело доходит до управления временем нарастания, многие из них оказываются негибкими и

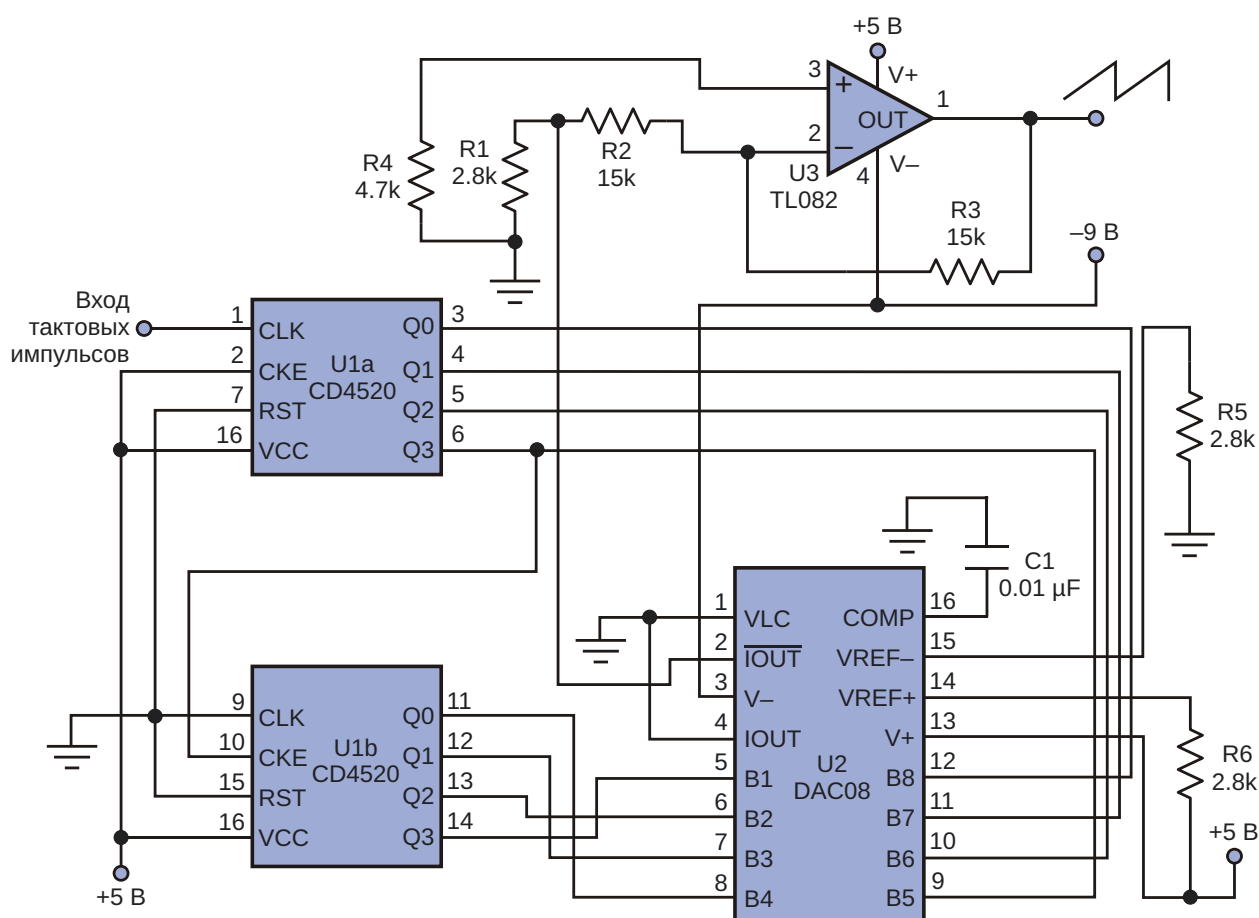


Рисунок 1. Чтобы сигнал на выходе изменялся между 0 В и 5 В, отрицательное напряжения питания DAC08 должно быть не выше 8.5 В.

неудобными. Однако частоту цифрового генератора пилообразных сигналов на Рисунке 1 можно перестраивать в диапазоне от менее чем 1 Гц до примерно 30 кГц, просто изменяя частоту входных импульсов от 100 Гц до 6 МГц. Измеренная пиковая величина выходного напряжения составила 5 В, однако его размах также можно регулировать, меняя сопротивления резисторов R1 и R6. Убедитесь, что отрицательное напряжение питания 8-разрядного быстродействующего умножающего ЦАП DAC08 (вывод V₋) ниже -8.5 В. Если это не так, размах сигнала на выходе будет меньше, чем 0...5 В.

Устанавливая вход сброса RST двоичного счетчика CD4520, схему можно изменить так, чтобы рост пилообразного напряжения начинался от нуля и заканчивался любым заданным напряжением. Это может быть полезным в схемах генераторов, управляемых напряжением, где время нарастания и входное напряжение имеют решающее значение для характеристик захвата петли ФАПЧ. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices DAC08](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4520](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)

RC-фильтр нижних частот расширяет выходной порт микрокомпьютера

Rex Niven

EDN

Это почти следствие закона Мура: в следующем году микрокомпьютеры будут иметь больше возможностей, и у команды разработчиков будет больше идей. К сожалению, количество выходных выводов при этом остается тем же. Найти даже один лишний выход для диагностики, тестирования или стандартного ввода/вывода может быть очень непросто.

Однобитная шина на Рисунке 1 при добавлении простых дополнительных схем может

поддерживать неограниченное количество параллельных выходов. Последовательно-параллельным преобразователем 74HC164 управляет выход микрокомпьютера с RC-фильтром нижних частот. Для ввода данных в преобразователь каждый бит представляется переходом «1» «0» «1» с различными длительностями состояний «0». Если длительность состояния «лог. 0» больше, чем постоянная времени фильтра нижних частот, в регистр заносится «0». При кратковременном

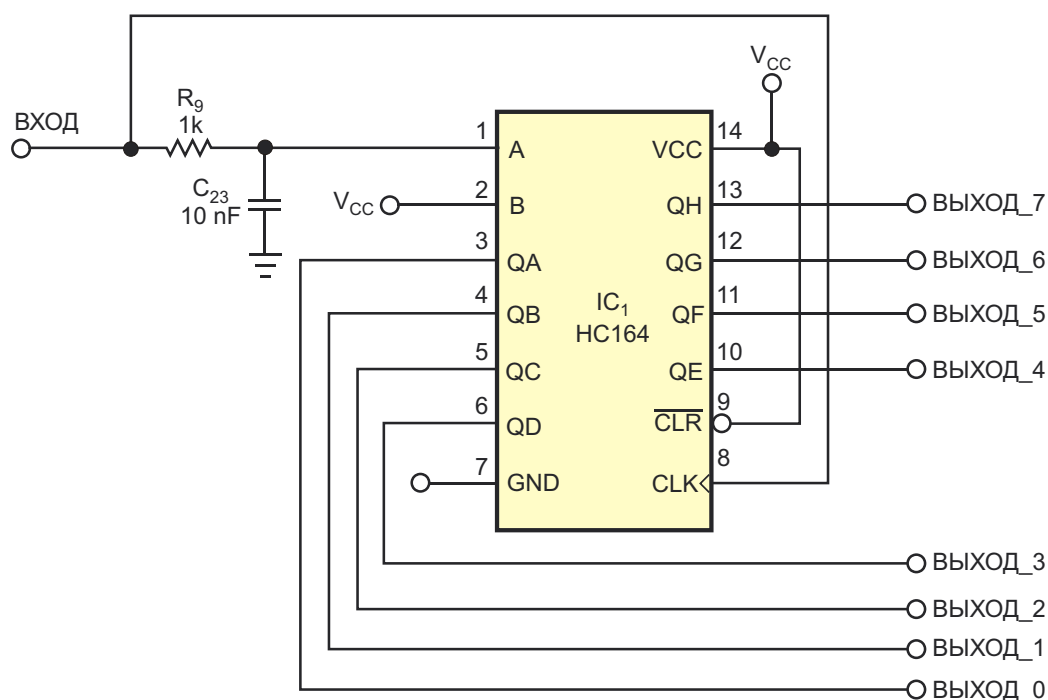


Рисунок 1. Эта однобитная «шина» может обеспечить неограниченное количество параллельных выходов.

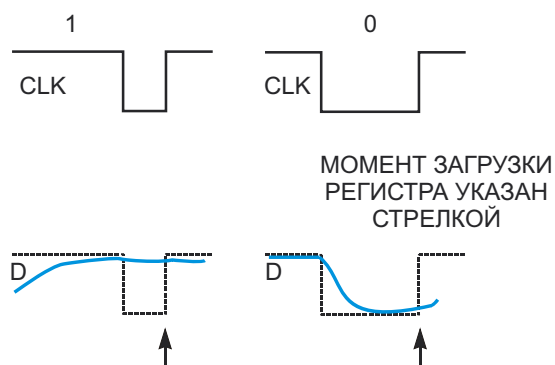


Рисунок 2. Импульсы синхронизации и данных замешаны в один сигнал.

состоянии «лог. 0» в регистр заносится «1». Таким образом, синхронизация и данные замешаны в один сигнал. Их разделение выполняется фильтром нижних частот (Рисунок 2).

В Листинге 1 показана простая подпрограмма «Whip», выполняющая функцию вывода для восьми бит. Предполагалось, что постоянная времени RC-фильтра равна 3 мкс, а инструкция микрокомпьютера при частоте генератора 4 МГц или больше выполняется за время 1 мкс или меньше. В подпрограмме используется манипуляция выходным битом **My_Bit** порта **My_Port**.

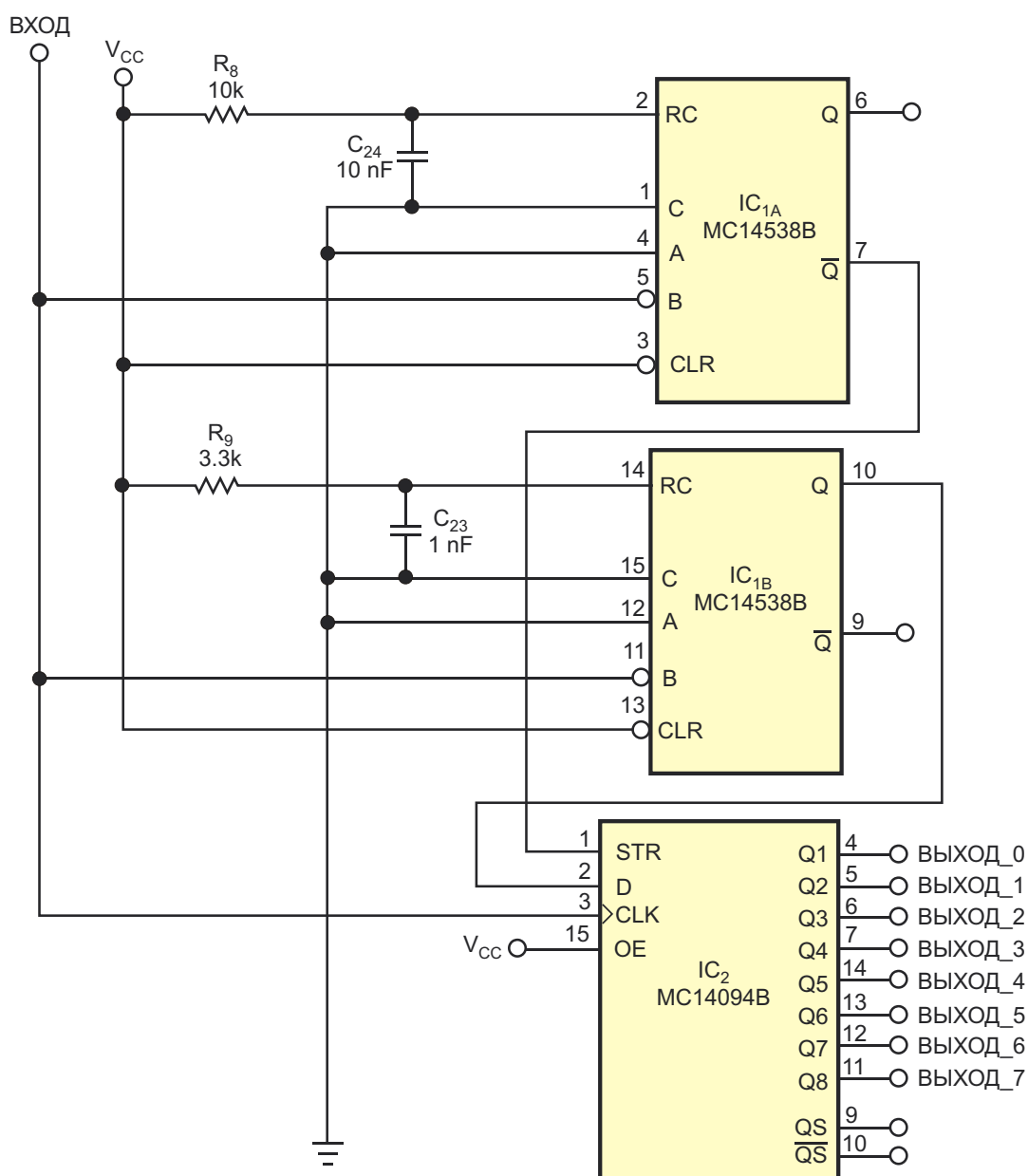


Рисунок 3. В этой схеме использован другой последовательно-параллельный регистр – MC14094, имеющий вход строба, который позволяет без промежуточных уровней обновлять состояние сразу всех выходов.

Листинг 1. Процедура преобразования для микроконтроллера PIC.

```
Whip
    MOVWF    My_Data          ; передаваемые данные в регистре W
    MOVLW    8
    MOVWF    Bit_Counter      ; установить для 8 бит
    BSF      My_Port, My_Bit   ; исходный уровень сигнала на выходе высокий
B1:
    RLF      My_Data, F        ; данные для отправки в СС
    BTFSS    STATUS, CC
    BCF      My_Port, My_Bit   ; «0», поэтому для спада импульса еще не время
    CALL     Delay_10us        ; если «1» – высокий уровень на выходе остается 100 мкс
    BCF      My_Port, My_Bit   ; если «1» – спад импульса
    NOP      ; низкий уровень на выходе будет не менее 0.2 мкс
    BSF      My_Port, My_Bit   ; по переднему фронту данные записываются в HC164
    DECFSZ   Bit_Counter
    GOTO     B1

    RETURN
```

Хотя таким устройствами с медленной реакцией, как реле или ЖК-дисплеи, схема на Рисунке 1 управляет хорошо, при подключении к ней светодиодов во время записи в 74HC164 может возникать раздражающее мерцание. Для решения этой проблемы в схеме на Рисунке 3 использован другой последовательно-параллельный регистр – MC14094, имеющий вход строба, который позволяет без промежуточных уровней обновлять состояние сразу всех выходов.

Сигналы данных и стробы записи формируются схемой сдвоенного ждущего мультивибратора MC14538В. Схема может управлять такими устройствами, как дисплейные модули на основе контроллера HD44780. **РЛ**

Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments SN74HC164](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MC14094B](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MC14538B](#)



РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если Вам
небезразличны темы:

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

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

приглашаем к сотрудничеству!

РадиоЛоцман.Журнал

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



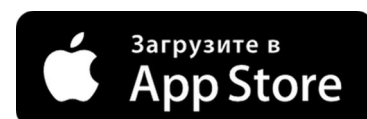
ANDROID »
GOOGLE PLAY



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



iOS (iPhone, iPad) »
APP STORE



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

Устанавливайте приложение и скачивайте!
Доступен весь архив номеров журнала.