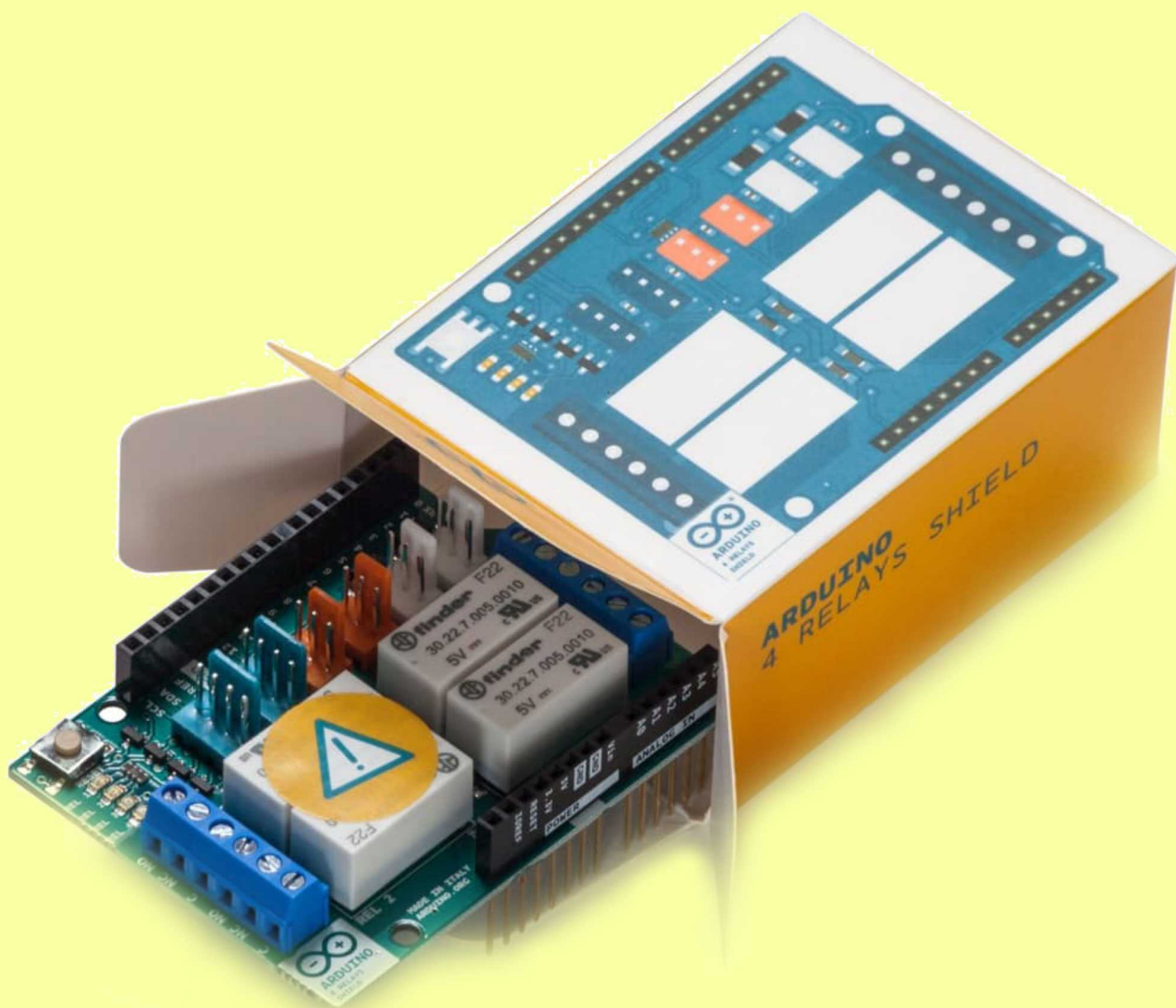




## ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОПУЛЯРНЫХ ПЛАТФОРМ В ПРОМЫШЛЕННЫХ СИСТЕМАХ





# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

[www.rlocman.ru/magazine](http://www.rlocman.ru/magazine)

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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 Новый материал ускорит переход с литиевых на натрий-ионные аккумуляторы
- 5 Toshiba выпускает высокопроизводительный оптоизолированный интеллектуальный драйвер для управления затворами IGBT и MOSFET
- 6 u-blox выпускает самый миниатюрный в мире модуль GPS
- 7 STMicroelectronics представляет автомобильный контроллер верхнего плеча с гибкой диагностикой и защитой
- 8 Введен в эксплуатацию новый участок для экспериментального производства GaN-Si транзисторов
- 9 STMicroelectronics представляет Bluetooth SiC следующего поколения с функцией позиционирования

## Статьи

- 10 Рекомендации по запуску источников питания двигателей постоянного тока с постоянными магнитами
- 15 Целочисленно-варьируемый умножитель частоты цифровых сигналов
- 18 Использование популярных платформ в промышленных системах
- 22 Универсальный двухвходовый логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR
- 24 Параллельный регулятор решает проблемы запуска источника питания

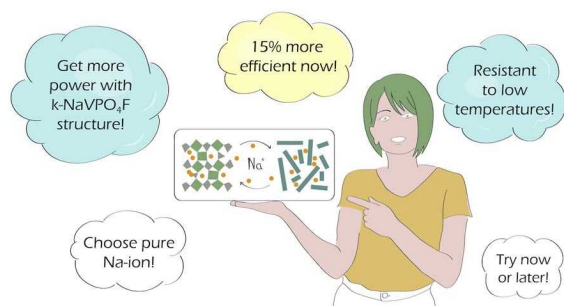
## Схемы

- 28 К вопросу об улучшении линейности фототранзисторов
- 32 Барометр-гигрометр-термометр с питанием от таблеточной батарейки
- 46 Двухтранзисторный транслятор заменяет целую микросхему
- 48 Детектор фотонов гамма-излучения
- 51 Малопотребляющая схема обнаружения коротких замыканий
- 52 Микроконтроллер формирует аналоговые кривые Гаусса без использования ЦАП
- 54 Программируемый инструментальный усилитель на основе плавающего конденсатора и отрицательной постоянной времени
- 56 Усилитель с мультиплексируемыми входами, программируемым усилением, измерительными входами и функцией слежения и удержания
- 59 Логические элементы «И-НЕ» управляют дренажным насосом
- 62 Мощный шунтовой регулятор на основе биполярного транзистора и микросхемы ИОН
- 64 Низковольтный транслятор напряжения 1.8 В в 5 В
- 66 Немного начальной математики для создания недорогого нелинейного интерфейса термодпары
- 69 Обмотка рекуперации энергии утечки питает DC/DC преобразователь
- 72 Два D-триггера обеспечивают высокое быстродействие и точность ПНЧ
- 74 Экономичный тестер контроля целостности цепей
- 76 Универсальный логический элемент на одном транзисторе
- 81 Самое маленькое IoT устройство на ESP8266-01
- 86 Схема активной подтяжки экономит энергию
- 88 Контроллер резонансного преобразователя на основе одной микросхемы и ждущего мультивибратора
- 90 Эффективная схема управления скоростью вращения вентилятора
- 92 Стабилизатор 12 В/3 А с широким диапазоном входных напряжений
- 94 Простой отключаемый фильтр
- 96 Защита от замыканий источника питания петли 4-20 мА
- 98 Прецизионный усилитель с синхронным детектированием для измерения низких напряжений
- 101 Простой логометрический метод измерения очень малых сопротивлений
- 104 Токовый шунт с нулевым падением напряжения на основе инструментального усилителя
- 106 Экономичный проблесковый маячок
- 108 Схема контроля высоковольтного источника питания
- 110 Быстродействующий буфер на дискретных транзисторах
- 112 Простая регулируемая нагрузка постоянного тока для тестирования слаботочных источников питания
- 114 Параллельное включение вдвое уменьшает шум усилителя с автоподстройкой нуля
- 116 Датчик воздушного потока на основе пары Дарлингтона с самоподогревом
- 119 Таймер напряжения контролирует время подключения нагрузки к сети переменного тока
- 120 Удаленный датчик температуры с батарейным питанием управляет токовой петлей 4-20 мА



# Новый материал ускорит переход с литиевых на натрий-ионные аккумуляторы

На фоне более чем пятикратного роста цены на литий за год учёные из Сколтеха и МГУ разработали материал для альтернативных, натрий-ионных аккумуляторов. Он представляет собой порошок фторидофосфата натрия – ванадия с особой кристаллической решёткой. Согласно опубликованным в журнале *Nature Communications* результатам испытаний, изготовленные из нового материала катоды обеспечивают рекордную на сегодняшний день энергоёмкость натрий-ионного аккумулятора, устраняя одно из препятствий для более широкого внедрения этой безлитиевой технологии.



Литий-ионные аккумуляторы используются во всех портативной электронике, электромобилях и, например, на солнечных или ветряных электростанциях, где они накапливают энергию и сглаживают колебания от смены погоды. Несмотря на преимущества этой технологии, зависимость от лития является экономическим фактором риска, поскольку промышленно значимые соединения этого металла неуклонно дорожают, их производство неэкологично, а месторождения очень неравномерно разбросаны по миру. Альтернатива в каком-то смысле напрашивается сама собой – это расположенный на одну клетку ниже в таблице Менделеева куда более распространённый щелочной металл натрий.

Натрий-ионные аккумуляторы – сравнительно новая технология. Хотя базовая архитектура батареи не меняется, для изготовления её компонентов нужно заново подбирать оптимальные материалы. В том числе для

катода, который сильно влияет на характеристики аккумулятора. В своём недавнем исследовании учёные из Сколтеха и МГУ предсказали, синтезировали и испытали новый катодный материал, который обеспечивает энергоёмкость натрий-ионной батареи на 10–15% выше, чем с ранее доступными материалами.

«На самом деле, и наш материал, и прежний рекордсмен по энергоёмкости называются одинаково: фторидофосфат натрия – ванадия. Дело в том, что оба вещества состоят из одних и тех же атомов, но соотношение между элементами разное. И кристаллическая решётка тоже», – пояснил соавтор исследования, старший преподаватель Сколтеха Станислав Федотов.

«Так называемые слоистые катодные материалы тоже уступают нашему: по энергоёмкости значимого преимущества нет, но зато есть по стабильности, а это – более долгий срок службы и энергоэффективность, – продолжил Федотов. – Удивительно, но даже потолок теоретически возможных характеристик прежних материалов ниже, чем экспериментально достигнутые нами показатели с новым материалом – это существенно».

По словам учёных, по мере разработки более эффективных материалов для натрий-ионных аккумуляторов эта технология будет всё лучше конкурировать с литий-ионными аналогами и сможет прежде всего заменить их в таких применениях, как источники питания электробусов и грузовиков на электроприводе, а также в системах хранения энергии на ветряных и солнечных электростанциях.

«Высокой энергоёмкостью преимущества не ограничиваются. Катоды из нашего материала могут работать при сравнительно низких температурах, что, в частности, актуально для России», – добавил Федотов.

Первый автор работы, стажёр-исследователь Семён Шраер из Сколтеха, рассказал о подходе научной группы к поиску материалов для аккумуляторов: «В „батареичном“ сообществе в целом больше принято искать мате-

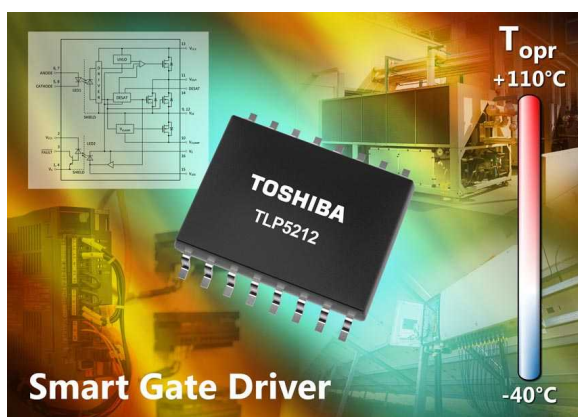
риалы или эмпирически, то есть методом проб и ошибок, или проверяя одним махом огромный набор соединений. Наш же подход – рациональный дизайн на основе химии твёрдого тела: мы отталкиваемся от фундаментальных законов и принципов и стараемся прийти к материалу с желаемыми свойствами».

«Теоретические соображения подсказали нам базовую формулу материала, который мог бы обеспечить высокую энергоёмкость, – продолжил Шраер. – Следующий этап – понять, какая кристаллическая структура

сможет позволить полностью реализовать эту ёмкость. Мы выбрали решётку по образцу и подобию титанил-фосфата калия, которая ранее изучалась в нелинейной оптике, но для аккумуляторных технологий нова. После того, как теоретическую часть подробно проработали и стало ясно, что это конкретное соединение с этой конкретной решёткой должно сработать, мы его синтезировали методом низкотемпературного ионного обмена, и его превосходные характеристики получили подтверждение в эксперименте».

## Toshiba выпускает сильноточный оптоизолированный интеллектуальный драйвер для управления затворами IGBT и MOSFET

Toshiba Electronics Europe выпустила оптоизолированный интеллектуальный драйвер для управления затворами IGBT и MOSFET током до  $\pm 2.5$  А, надёжно защищающий силовые устройства от перегрузки по току. Устройство подходит для широкого спектра приложений, включая инверторы, сервоприводы переменного тока, инверторы для фотоэлектрических систем и источники бесперебойного питания.



Драйвер TLP5212 имеет новый двухтактный выходной каскад с двумя n-канальными MOSFET, обеспечивающий совместимость со спецификациями, широко используемыми в таких приложениях, как промышленное оборудование. Кроме того, в новую оптопару включены функции защиты, такие как обнаружение выхода транзисторов из насыщения, активное подавление емкости Миллера, а также выходы UVLO (пониженное входное напряжение) и FAULT (неисправность), устраняющие необходимость в целом ряде внешних схем. Это снижает системные затраты на обнаружение неисправностей и защиту, а также экономит место на плате и объем конструкторских работ. Кроме того, благодаря использованию разработанного Toshiba собственного надежного и мощного инфракрасного светодиода, оптоизолятор можно использовать в суровых температурных условиях.

Двухтактный выход оптоизолятора TLP5212 может отдавать или принимать ток до  $\pm 2.5$  А. Благодаря низкой задержке распространения, равной всего 250 нс, и разбросу задержек распространения между транзисторами не более  $\pm 150$  нс, устройство пригодно для высокоскоростных приложений. Диапазон рабочих температур составляет от  $-40$  °C до  $+110$  °C, что обеспечивает возможность использования в промышленном оборудовании и в системах, работающих от возобновляемых источников энергии.

Новый оптоизолятор выпускается в небольшом корпусе SO16L с размерами всего 10.3 мм × 10.0 мм × 2.3 мм, что позволяет использовать его в условиях ограниченного

пространства. Даже при таком компактном корпусе этот прибор имеет минимальный путь утечки 8 мм, достаточный для приложений с высокими требованиями к уровню безопасности (напряжение изоляции 5000 В с.к.з.).

Для восстановления TLP5212 после срабатывания защиты требуется подача сигнала

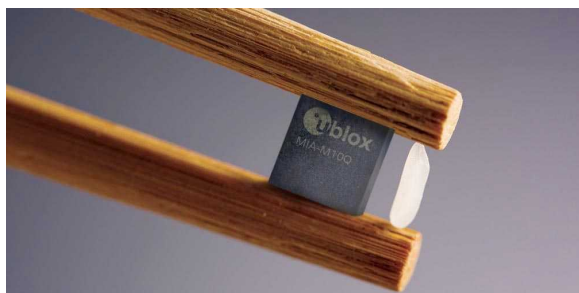
на специальный вывод с входной стороны оптоизолятора. Еще одно устройство – TLP5222, которое автоматически возобновляет работу через заданное время, находится в разработке.

Серийное производство драйверов TLP5212 уже началось.

## u-blox выпускает самый миниатюрный в мире модуль GPS

*Выпущенный компанией u-blox модуль MIA-M10 со сверхнизким энергопотреблением, дополненный крошечной антенной и аккумулятором, обеспечивает длительную и надежную работу и ускоряет разработку компактных решений для отслеживания положения объектов.*

Швейцарская компания u-blox анонсировала свою самую миниатюрную на сегодняшний день серию приемных модулей GNSS (глобальной навигационной спутниковой системы) – u-blox MIA-M10. Модуль u-blox MIA-M10, построенный на платформе GNSS u-blox M10 со сверхнизким энергопотреблением, обеспечивает наиболее энергоэффективное решение для устройств контроля перемещения объектов. Модуль ориентирован на расширяющийся рынок устройств слежения за людьми, домашними животными и скотом, а также промышленных датчиков и потребительских товаров.



Миниатюрный корпус MIA-M10 размером 4.5 × 4.5 мм – примерно вдвое меньший, чем у конкурирующих продуктов, – позволяет разработчикам создавать более привлекательные и удобные решения, способствуя дальнейшему внедрению технологий позиционирования в потребительских и промышленных

решениях. Модуль обеспечивает сверхнизкое энергопотребление без ущерба для характеристик GNSS. Кроме того, его режимы энергосбережения позволяют удвоить время автономной работы за счет оптимального баланса между точностью позиционирования и энергопотреблением.

### Высокая радиочастотная чувствительность для превосходного позиционирования

Как и все устройства u-blox семейства M10, модуль MIA-M10 одновременно принимает информацию от четырех группировок GNSS (GPS, Galileo, BeiDou и ГЛОНАСС) для максимальной доступности спутникового сигнала. В сочетании с превосходной радиочастотной чувствительностью модуль обеспечивает надежное позиционирование для решений с небольшими антеннами, а также для устройств, работающих в условиях слабого сигнала, например, в глубоких городских каньонах.

Поддержка сервиса GNSS службой u-blox AssistNow, доставляющей орбитальные данные через Интернет, сокращает время, необходимое MIA-M10 для определения своего начального положения при запуске, позволяя модулю немедленно начинать отслеживать спутники, не дожидаясь завершения медленной загрузки спутниковых данных. А приложения, требующие сверхдлительного

автономного питания, могут использовать сервис CloudLocate компании u-blox, который продлевает срок службы приложений IoT, перенося энергоемкие вычисления местоположения в облако.

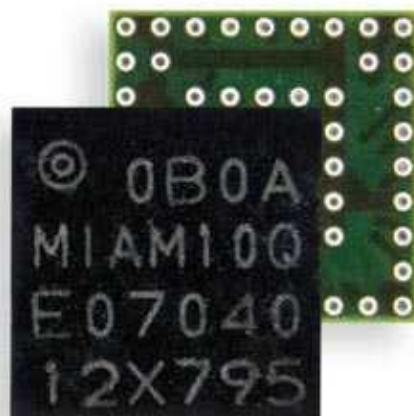
Готовый к использованию модуль GNSS в корпусе с размерами кристалла не требует внешних компонентов, что сокращает затраты на проектирование и тестирование, экономит средства и ресурсы и ускоряет выход на рынок.

## Растущий рынок трекеров с батарейным питанием

MIA-M10 выпускается в двух вариантах исполнения. MIA-M10Q ориентирован на растущий рынок устройств слежения с батарейным питанием и очень ограниченными размерами. Небольшие размеры, низкое энергопотребление и отличные характеристики делают модуль естественным выбором для носимых устройств, используемых для наблюдения за местонахождением и благополучием детей, пожилых людей, домашних

животных и домашнего скота, а также для высокодинамичных приложений, таких как небольшие дроны, камеры, велокомпьютеры и датчики с батарейным питанием.

Второй вариант продукта – MIA-M10C – предназначен для потребителей, которым требуется больше гибкости для объединения модуля с активной или настраиваемой схемой антенны. Первые образцы уже доступны потребителям.



## STMicroelectronics представляет автомобильный контроллер верхнего плеча с гибкой диагностикой и защитой

В автомобильном контроллере коммутатора верхнего плеча VNF1048F компании STMicroelectronics улучшенные функции диагностики и защиты системы сочетаются с технологией кремниевых предохранителей I<sup>2</sup>t.



Являясь первым прибором в новом семействе STi<sup>2</sup>Fuse компании ST со встроенной

защитой I<sup>2</sup>t, контроллер VNF1048F совместим с автомобильными подсистемами питания (бортовыми сетями) напряжением 12 В, 24 В и 48 В. Его гибкость идеально подходит для новейших автомобильных зональных электронных/ электрических (E/E) архитектур, повышающих эффективность и надежность, и поддерживает расширяющееся внедрение электрических автомобилей и дополнительных функций для интеллектуального вождения.

Многофункциональный и адаптируемый контроллер VNF1048F имеет последовательный периферийный интерфейс (SPI) связи с управляющим микроконтроллером для настройки и мониторинга функций защиты и диагностики системы. Эти функции включают в себя защиту от пониженного напряжения и перегрева, тепловую защиту MOSFET вер-



хнего плеча, отключение при ненасыщении транзистора и устанавливаемые параметры срабатывания предохранителя  $I^2t$ . Встроен высокоточный цифровой датчик тока. Интегрированы также аналого-цифровые преобразователи (АЦП) для контроля напряжения терморезистора, выходного напряжения и напряжения сток-исток внешнего MOSFET.

Предохранитель  $I^2t$  – отличительная черта семейства продуктов ST<sup>2</sup>Fuse – обеспечивает превосходную быстродействующую, самовосстанавливающуюся и надежную защиту от перегрузки по току. Кремниевые предохра-

нители также помогают упростить внутреннюю проводку автомобилей и снизить вес за счет исключения доступных для пользователя блоков плавких предохранителей и связанных с ними накладных расходов на прокладку кабелей и монтаж. Уменьшение веса способствует улучшению характеристик автомобиля, в том числе увеличению дальности пробега и сокращению выбросов CO<sub>2</sub>.

Микросхема VNF1048FTR уже выпускается серийно в 32-контактном корпусе QFN32L размером 5 мм × 5 мм и в партиях из 1000 приборов продается по цене \$1.77 за штуку.

## Введен в эксплуатацию новый участок для экспериментального производства GaN-Si транзисторов

АО «ЗНТЦ» совместно с НИУ МИЭТ осуществляет разработку технологии и ведет подготовку инфраструктуры для производства кристаллов транзисторов на основе гетероструктур нитрида галлия для изготовления силовой и СВЧ электроники. Завершен один из этапов проекта: закончено строительство участка и монтаж необходимого оборудования, участок введен в эксплуатацию.

Нитрид галлия является одним из самых востребованных и перспективных материалов современной электроники. Устройства на основе GaN-Si, их перспективы и преимущества регулярно обсуждаются на отраслевых конференциях по всему миру. Среднегодовой темп роста мирового рынка силовой электроники на GaN-Si, по прогнозам компании Yole Development, в ближайшие два года составит 85%.

Отечественный рынок СВЧ и силовых транзисторов за последние 2-3 года существенно вырос, тем не менее в настоящее время на территории РФ отсутствует серийное производство электронных компонентов на нитриде галлия.

Поэтому в последние несколько лет АО «ЗНТЦ» совместно с НИУ МИЭТ активно осуществляет разработку технологии и занимается формированием технологической инфраструктуры, необходимой для организации экспериментального производства кристаллов транзисторов на основе гетерострук-



тур нитрида галлия на подложке кремния диаметром 150 мм для изготовления силовой и СВЧ электроники.

«Ключевыми преимуществами транзисторов на GaN являются быстродействие в сравнении с изделиями на кремниевых подложках, возможность работы при высоком напряжении. Также они обладают лучшим показателем надежности», – сообщила Галина Анатольевна Ширкова, уководитель Кристалльного производства Зеленоградского nano центра

Ввод в эксплуатацию отдельного производственного участка, обладающего полной автономностью и независимостью от основной производственной линейки, позволит перейти к изготовлению изделий на подложках нитрида галлия от единичного производства к мелкосерийному.



# STMicroelectronics представляет Bluetooth СнК следующего поколения с функцией позиционирования

STMicroelectronics представила Bluetooth СнК (систему на кристалле) третьего поколения, дополненную функцией пеленгации с помощью Bluetooth и предназначенную для приложений отслеживания местоположения и позиционирования в реальном времени.



Определяя направление сигнала Bluetooth Low Energy (BLE), СнК BlueNRG-LPS, сертифицированная на соответствие спецификации Bluetooth 5.3, может оценивать перемещение и местоположение с точностью до сантиметра. В СнК используется описанная стандартом Bluetooth технология определения углов прихода (angle-of-arrival, AoA) и выхода (angle-of-departure, AoD), вычисляемых по сигналам, получаемым антенной решеткой. Благодаря этой возможности СнК теперь позволяет создавать широкий спектр приложений, требующих навигации внутри помещений, геозонирования и отслеживания перемещения объектов, а также определения в режиме реального времени местоположения инструментов, активов и товаров.

Благодаря оптимизации архитектуры и периферийных устройств ввода-вывода, а также памяти программ и данных (192 КБ eFlash и 24 КБ SRAM, соответственно), рассчитанной на упрощенные конечные продукты, BlueNRG-LPS идеально подходит для недорогих приложений с большими объемами выпуска. К ним относятся беспроводные

датчики общего назначения, медицинские приборы, системы бесключевого доступа, пульты дистанционного управления и интеллектуальные дистанционные счетчики. Кроме того, интегрированные в СнК высокоэффективный понижающий преобразователь и схема защиты еще больше упрощают и сокращают перечень требуемых компонентов и позволяют реализовать конструкцию на значительно более дешевой двухсторонней печатной плате.

Архитектура СнК поддерживает новейшую спецификацию Bluetooth LE Power Control, позволяющую точно настраивать выходную радиочастотную мощность до +8 дБм с шагом 1 дБм, чтобы увеличить время автономной работы. Кроме того, функция Bluetooth Path-Loss Monitoring улучшает качество радиосвязи и предотвращает возникновение помех, обеспечивая надежное соединение для улучшения взаимодействия между устройствами даже в местах скопления людей, а также меньшее время отклика. Поддержка Bluetooth 5.3 дальнего радиуса действия, высокая скорость передачи данных 2 Мбит/с, периодическое оповещение, одновременное подключение нескольких устройств и многофункциональность также обеспечивают пользователю исключительное удобство работы с оборудованием на основе BlueNRG-LPS. Помимо этого, имеются специальные аппаратные и программные функции поддержки повышенной безопасности.

Для упрощения изучения СнК BlueNRG-LPS и разработки конечного продукта предлагается оценочная платформа STEVAL-IDB012V1.

СнК BlueNRG-LPS уже запущены в массовое производство в 32-контактных корпусах QFN размером 5 мм × 5 мм и в партиях из 1000 устройств продаются по цене \$1.60 за штуку.

# Рекомендации по запуску источников питания двигателей постоянного тока с постоянными магнитами

Ben Lough

EDN

Двигатели постоянного тока с возбуждением от постоянных магнитов (Permanent magnet DC, PMDC) обеспечивают меньшие размеры решений и повышенный КПД в таких приложениях, как портативные пылесосы и беспроводные электроинструменты. При проектировании изолированного источника питания для двигателей PMDC необходимо учитывать несколько факторов – переходную характеристику, требуемую пиковую нагрузку, размеры решения и стоимость, – которые напрямую влияют на конструкцию силовой части и выбранную топологию преобразователя энергии.

Одна из особых проблем, связанных с двигателями PMDC, заключается в том, что пиковый ток двигателя может в несколько раз превышать его ток в установившемся режиме. Эта пиковая нагрузка напрямую влияет на выбор топологии и стоимость изолированного источника питания. Чтобы проиллюстрировать эту характеристику PMDC, рассмотрим базовую формулу для рабочего напряжения двигателя постоянного тока (1):

$$V_S = V_B + V_L + I_A R_A, \quad (1)$$

где

$V_S$  – напряжение питания, приложенное к двигателю,

$V_B$  – противо-ЭДС двигателя,

$V_L$  – падение напряжения на индуктивности ротора,

$I_A$  – ток якоря,

$R_A$  – сопротивление обмотки якоря.

Эта взаимосвязь составляющих рабочего напряжения показана на Рисунке 1.

Когда двигатель полностью неподвижен, противо-ЭДС равна 0 В (при отсутствии какого-либо вращательного движения), а ток, потребляемый двигателем, ограничен только сопротивлением якоря. Поскольку сопротивление обмотки якоря в типичном случае составляет менее 1 Ом, начальный ток, потребляемый двигателем при подаче полного номинального напряжения питания, может быть в несколько раз больше, чем в установившемся режиме, до того, как возникнет противо-ЭДС.

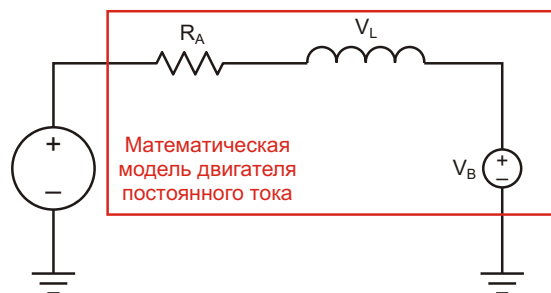


Рисунок 1. Характеристики PMDC иллюстрирует упрощенная модель двигателя постоянного тока.

## Подходы к решению проблемы пиковых токовых нагрузок

Большое начальное потребление тока представляет особую проблему для изолированного источника питания, и этот вопрос требует тщательного рассмотрения, чтобы определить, какие компромиссы приемлемы для конечного продукта. Варианты выбора могут быть следующими:

### *Проектирование изолированного преобразователя, способного выдержать пиковую мощность во время запуска*

Этот подход может быть приемлемым, если пиковый ток двигателя сопоставим по значению с максимальным установившимся током. Однако такой подход может стать дорогостоящим, если пиковая нагрузка в несколько раз больше, поскольку тогда как корректор коэффициента мощности (ККМ), так и изолированные силовые каскады DC/DC преобразователя потребуются проектировать в расчете на более высокую пиковую нагрузку. Этот подход требует использования более дорогих компонентов в силовых каскадах, и даже требует изменения топологии преобразователя, а также может увеличить общие размеры и вес источника питания, если для того, чтобы избежать насыщения, понадобится применить более крупные индуктивные элементы.

### *Использование большой батареи конденсаторов*

В этом случае в то время, когда двигатель не включен, изолированный источник питания накапливает значительный заряд в бата-

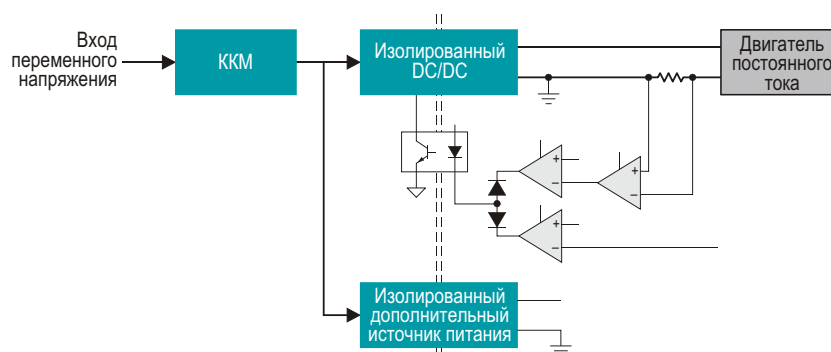
рее конденсаторов, подключенной к выходу источника. Как только двигатель включается, накопленный заряд обеспечивает необходимый двигателю пиковый ток, допуская при этом некоторое приемлемое падение выходного напряжения. Этот подход прост, но требует возможности отключения питания от двигателя, чтобы изолированный источник питания мог запускаться без подключения нагрузки. Использование большой батареи конденсаторов также не является хорошей идеей для мощных PMDC, так как требуемый размер конденсаторной батареи становится неоправданно большим.

### *Ограничение максимального выходного тока*

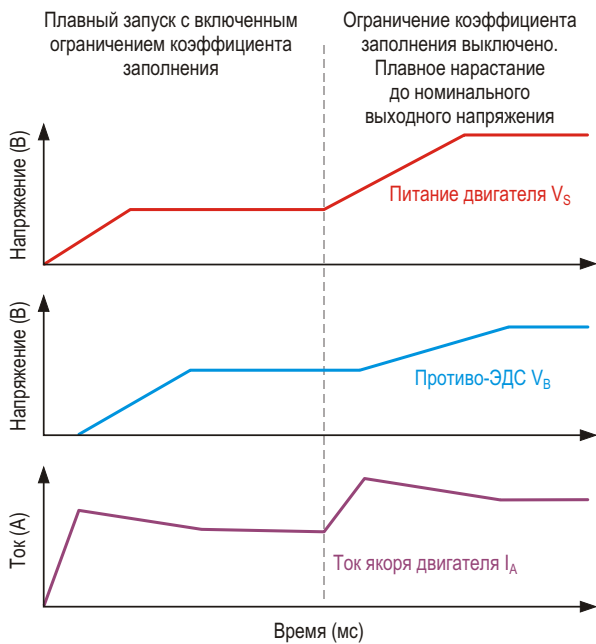
Если в контур обратной связи изолированного источника питания встроить ограничитель выходного тока, источник питания сможет регулировать максимальный выходной ток. Такой подход позволяет снизить проектные требования к пиковой мощности источника питания и исключить необходимость в большой батарее конденсаторов. Но для схемы регулирования выходного тока будет нужен отдельный источник смещения, чтобы должным образом регулировать выходной ток во время запуска, что потребует отдельного изолированного вспомогательного источника питания в дополнение к схеме измерения тока, как показано Рисунке 2.

### *Снижение пикового тока за счет ограничения коэффициента заполнения*

Если начальная скорость и время пуска двигателя не критичны, и увеличение времени запуска приемлемо для приложения, дру-



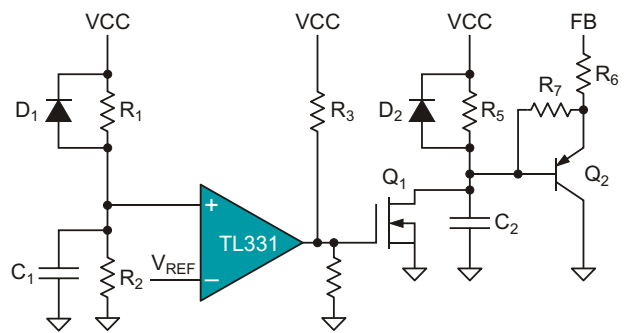
**Рисунок 2.** На блок-схеме AC/DC преобразователя выделены контуры стабилизации тока и напряжения.



**Рисунок 3.** Запуск с ограничением коэффициента заполнения обеспечивает небольшое начальное напряжение.

гой подход заключается в ограничении выходного напряжения изолированного DC/DC преобразователя во время запуска на период времени, превышающий электрическую постоянную времени двигателя. В контроллерах, работающих на фиксированной частоте, можно ограничить максимальный коэффициент заполнения. В преобразователях с переменной частотой, таких как резонансные LLC преобразователи, можно ограничить минимальную частоту переключения.

Использование ограничения позволяет подавать с выхода изолированного DC/DC преобразователя небольшое начальное напряжение в течение времени, достаточно длительного для того, чтобы двигатель мог начинать медленно вращаться и постепенно развивать противо-ЭДС, как показано на Рисунке 3. Поскольку начальное напряжение питания невелико, потребляемый двигателем ток ограничен величиной, гораздо более близкой к его установившемуся значению. После того, как противо-ЭДС появилась, и ток двигателя достиг установившегося значения, выходное напряжение изолированного DC/DC преобразователя можно безопасно увеличивать до номинального выходного уровня, не подвергая при этом преобразователь избыточной токовой нагрузке.



**Рисунок 4.** В схеме ограничителя на первичной стороне используется компаратор общего назначения и пара малосигнальных транзисторов.

Размещение схемы ограничения на первичной стороне изолированного DC/DC преобразователя позволяет исключить необходимость во вспомогательном источнике питания. На Рисунке 4 показан пример реализации с использованием компаратора общего назначения и нескольких малосигнальных транзисторов. В этом конкретном примере схема ограничения работает совместно с контроллером UCC256402, имеющим на выводе обратной связи FB фиксированное напряжение 5.6 В, и действует как ограничитель минимальной рабочей частоты полумостового резонансного LLC преобразователя.

В исходном состоянии ограничителя оба транзистора Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub> включены, а напряжения на конденсаторах C<sub>1</sub> и C<sub>2</sub> равны 0 В. Поскольку база Q<sub>2</sub> притянута транзистором Q<sub>1</sub> к земле, из вывода FB контроллера изолированного DC/DC преобразователя вытекает ток, пропорциональный

$$\frac{V_{FB} - 0.7 \text{ В}}{R_6},$$

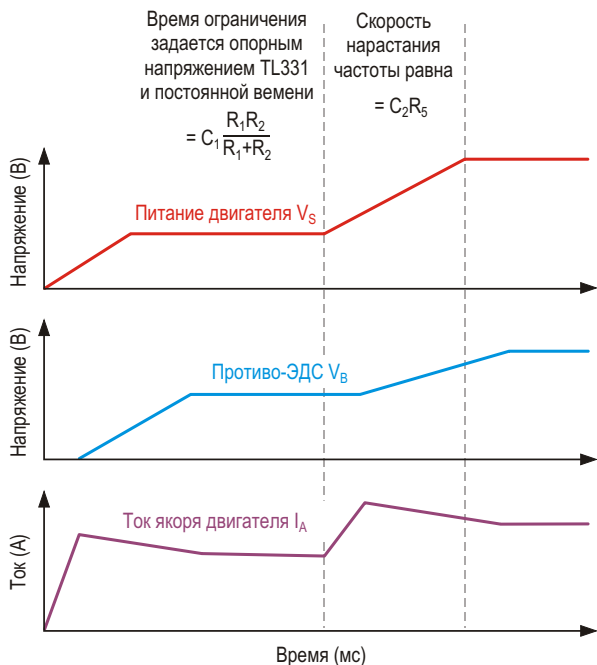
где V<sub>FB</sub> – напряжение на выводе FB. В случае контроллера UCC256402 этот вытекающий ток I<sub>SINK</sub> удерживает напряжение затвора на уровне

$$3 \text{ В} \left[ (82 \text{ мкА} \cdot I_{SINK}) + 100 \text{ кОм} \right],$$

обеспечивая функцию ограничения частоты (см. техническое описание UCC256402). Время активного состояния ограничителя зависит от того, как долго напряжение на кон-



денсаторе  $C_1$  остается более низким, чем опорное напряжение  $V_{REF}$  компаратора TL331, и устанавливается постоянной времени RC-цепи, образованной элементами  $C_1$ ,  $R_1$  и  $R_2$  (Рисунок 5).

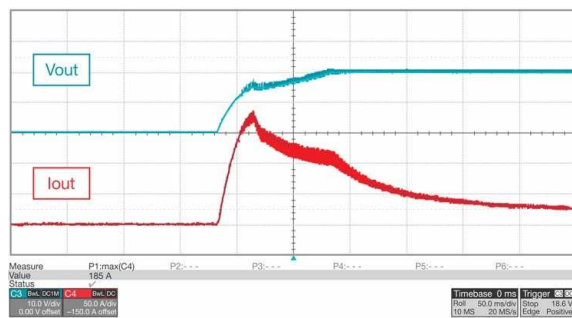


**Рисунок 5.** Изменения состояния схемы ограничения во времени.

Поскольку компаратор TL331 имеет выход с открытым коллектором, затвор  $Q_1$  оказывается притянутым к земле, и транзистор  $Q_1$  выключается. По мере того, как напряжение на конденсаторе  $C_2$  начинает заряжать его через резистор  $R_5$ , величина тока, вытекающего из вывода FB, медленно уменьшается, обеспечивая мягкое постепенное отключение схемы ограничения частоты. Диоды  $D_1$  и  $D_2$  служат для быстрого разряда конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  и сброса схемы ограничителя в случае исчезновения напряжения смещения схемы первичной стороны, например, при срабатывании защиты от короткого замыкания.

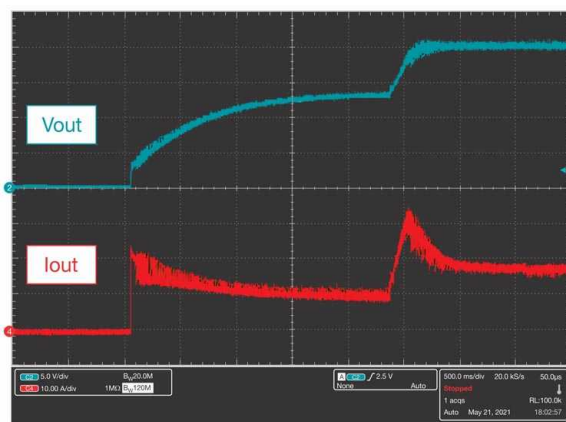
### Сравнение пиковых токов

По приведенной выше схеме был сделан 500-ваттный повышающий преобразователь ККМ, работающий в режиме непрерывной проводимости совместно с изолированным полумостовым резонансным LLC преобразователем, который успешно запускал и питал промышленный пылесос. Осциллограммы,



**Рисунок 6.** Осциллограммы напряжения питания двигателя и тока без ограничения частоты.

показанные на Рисунке 6, иллюстрируют выходное напряжение (10 В/дел) источника питания и ток (50 А/дел), потребляемый двигателем во время запуска без ограничения частоты. Пиковый ток якоря двигателя составляет 186 А. Значительная перегрузка по току присутствует в течение 200 мс до того, как установится стационарное значение тока 25 А, наступаая через 300 мс после начала вращения двигателя.



**Рисунок 7.** Осциллограммы напряжения питания двигателя и тока с ограничением частоты.

Осциллограммы на Рисунке 7 иллюстрируют выходное напряжение (10 В/дел) источника питания и ток (10 А/дел), потребляемый двигателем во время запуска при включенной функции ограничения частоты. Пиковый ток чуть больше 35 А, что намного ближе к номинальному току двигателя 25 А. Ток двигателя достигает стационарного уровня через 3 секунды после начала вращения.

Добавление простой схемы ограничения обеспечивает запуск двигателя постоянного тока, не допуская при этом высоких токовых нагрузок на AC/DC преобразователь и значительно сокращая количество необходимых компонентов по сравнению с другими подходами. Этот подход можно также сочетать с нерезонансными топологиями, чтобы использовать его для ограничения коэффициента заполнения путем подключения к выводу COMP контроллера ШИМ. Разработка AC/DC преобразователя, поддерживающего полную пиковую нагрузку, необходимую двигателю, потребовала бы возможности обеспечивать выходной ток, более чем в пять раз превышающий ток двигателя в установившемся режиме.

Этот значительный уровень перегрузки по мощности и току потребовал бы гораздо более дорогостоящей топологии как для ККМ, так и для изолированного DC/DC преоб-

разователя – такой как многофазный ККМ и полный мост с фазовым сдвигом между полумостами, что существенно увеличило бы стоимость компонентов. Схема ограничения коэффициента заполнения или частоты также экономит затраты на компоненты по сравнению с ограничением выходного постоянного тока за счет исключения необходимости в отдельном изолированном вспомогательном источнике питания и имеет меньшие размеры, чем при использовании большой батареи конденсаторов. Использование ограничителя коэффициента заполнения или частоты позволяет конструировать более дешевые и компактные изолированные преобразователи, полностью выполняя все требования по питанию PMDC. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL331](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UCC256402](#)

# Целочисленно-варьируемый умножитель частоты цифровых сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Изложен принцип построения умножителя частоты цифровых сигналов, имеющего заданный пользователем дискретно-регулируемый коэффициент умножения частоты от 1 до нескольких десятков и сотен раз. Для этого входной сигнал прямоугольной формы с произвольным коэффициентом заполнения преобразуется в сигнал прямоугольной формы с коэффициентом заполнения до 99%, который в свою очередь преобразуется в сигнал пилообразной формы соответствующей длительности. Этот сигнал подается на вход вертикальной линейки компараторов, попарно к выходам которых подключены элементы «Исключающее ИЛИ», за счет чего формируется последовательность равномерно разнесенных по времени импульсов. Эти импульсы суммируются на выходе устройства. Количество импульсов, приходящихся на один входной импульс, определяется количеством задействованных микросхем, а также углом наклона входного пилообразного импульса. Этот угол, и, следовательно, коэффициент умножения частоты можно менять регулировкой потенциометра на входе линейки компараторов.

Как правило, повысить частоту следования импульсов (умножить частоту их следования) удастся в 2, 4, 8 и т.д. раз за счет использования последовательного включения удвоителей частоты. Ранее в работе [1] был описан ряд устройств, позволяющих утроить частоту цифрового сигнала. Недостатком этих устройств было то, что импульсы на их выходах могли быть неравномерно распределены по времени и иметь разную ширину.

Ниже описано устройство, позволяющее получить коэффициент умножения частоты входного цифрового сигнала от единицы до нескольких десятков и сотен раз.

Для этого входной сигнал прямоугольной формы, имеющий произвольный коэффициент заполнения импульсов, подвергают последовательности метаморфоз. Первой из них является преобразование входного цифрового сигнала от встроенного или внешнего генератора прямоугольных импульсов (ГПИ) в импульсы прямоугольной формы с коэффициентом заполнения импульсов (КЗИ) до 99%, Рисунок 1. Вторым этапом является преобразование полученных импульсов в импульсы пилообразной формы, длительность которых равна длительности импульсов с КЗИ до 99%.

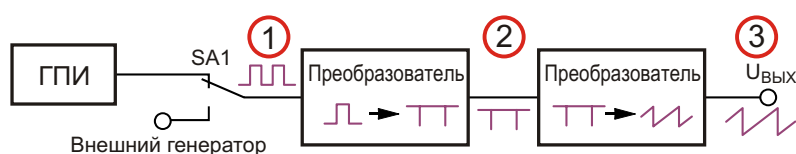
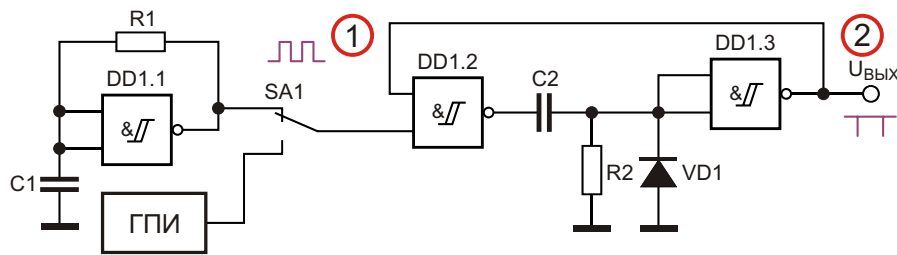


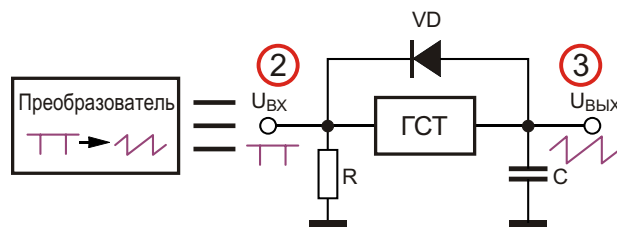
Рисунок 1. Блок-схема формирователя импульсов пилообразной формы.



**Рисунок 2.** Формирователь импульсов с КЗИ до 99% из прямоугольных импульсов произвольной скважности.

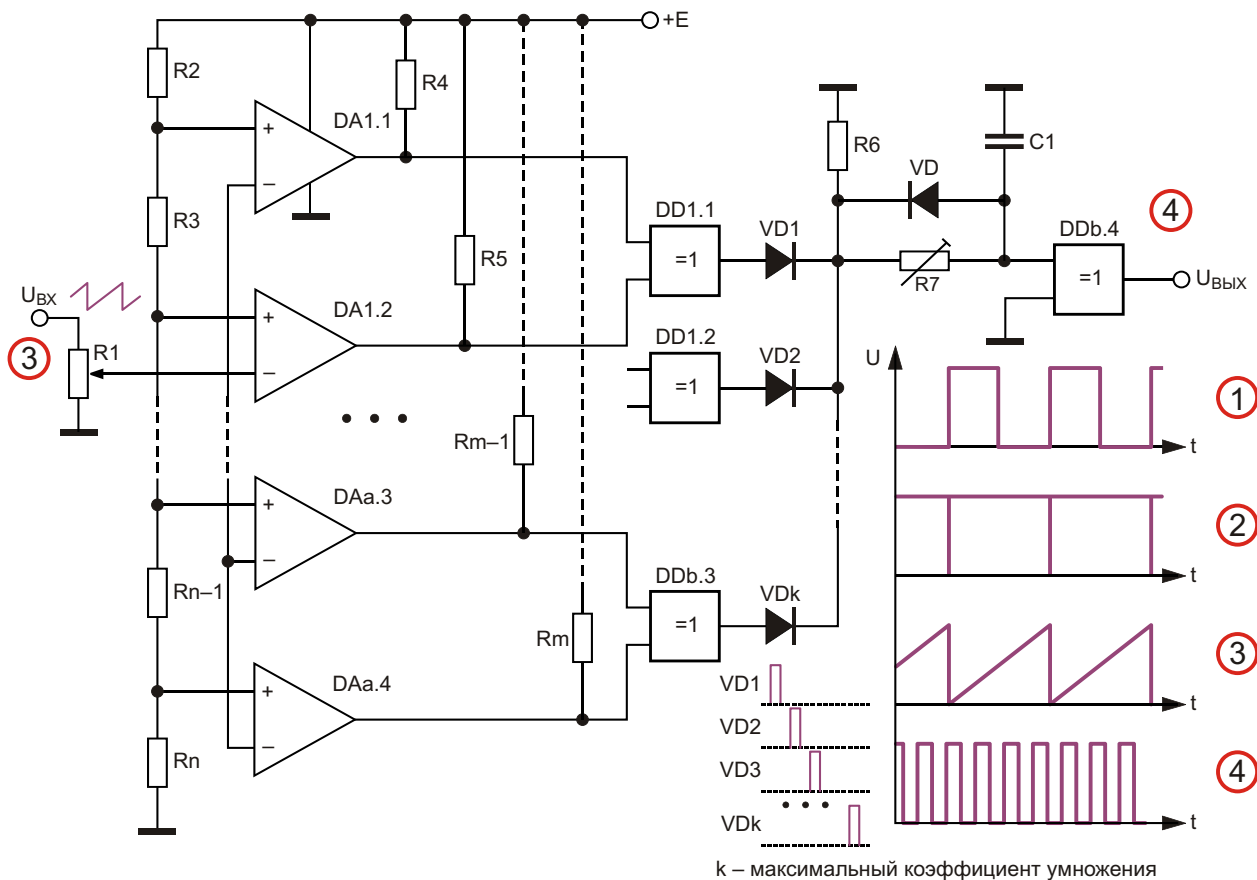
Вариант выполнения формирователя импульсов с КЗИ до 99% из прямоугольных входных импульсов произвольной скважности и частоты показан на Рисунке 2. Для этого входные импульсы подаются на вход одновибратора, выполненного на элементах DD1.2 и DD1.3.

Сформированные таким образом импульсы поступают на вход формирователя импульсов пилообразной формы, Рисунок 3. Генератор импульсов пилообразной формы выполнен по традиционной схеме, включающей генератор стабильного тока (ГСТ) и кон-



**Рисунок 3.** Формирователь импульсов пилообразной формы из прямоугольных импульсов с КЗИ до 99%.

денсатор С. На обкладках конденсатора формируется линейно нарастающее во времени



**Рисунок 4.** Многооконный компаратор и формирователь прямоугольных импульсов, сдвинутых по времени, с суммированием этих импульсов на выходе устройства.

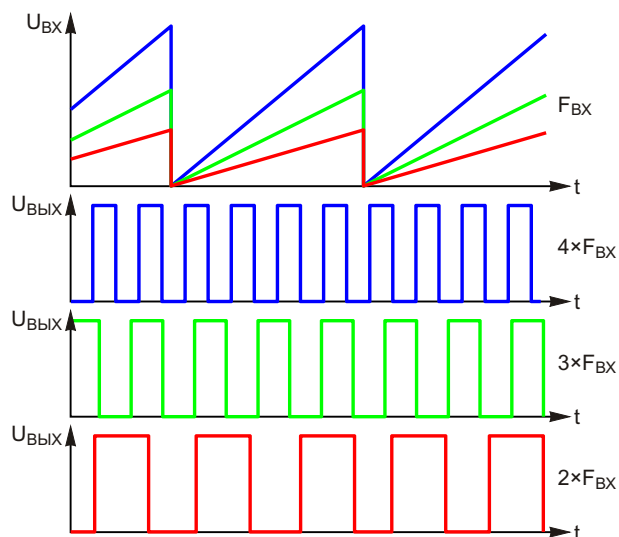


напряжение. В момент времени окончания входного импульса конденсатор мгновенно через диод VD разряжается на резистор R, после чего процесс повторяется. В качестве ГСТ можно использовать просто высокоомный резистор R.

Этот узел устройства является частотно зависимым и определяет частотный диапазон входных сигналов (в пределах одной декады). Обеспечить расширение частотного диапазона работы этого узла несложно, но это тема отдельной статьи.

Собственно управляемым множителем частоты является устройство, показанное на Рисунке 4. Устройство представляет собой классическую вертикальную линейку компараторов с линейным входным резистивным делителем напряжения. К выходам каждой пары компараторов подключены входы логического элемента «Исключающее ИЛИ». Таким образом получены многооконный компаратор [2] и формирователь прямоугольных импульсов, сдвинутых по времени. На выходах элементов «Исключающее ИЛИ» создаются последовательно разнесенные во времени импульсы прямоугольной формы, которые затем суммируются на резисторе R6 через диоды VD1–VDk. На выходе устройства формируются импульсы, частота которых задается коэффициентом умножения, максимальное значение которого определяется количеством задействованных компараторов и элементов «Исключающее ИЛИ». Так, например, при использовании трех счетверенных в одном корпусе компараторов и двух счетверенных «Исключающее ИЛИ» максимальный коэффициент умножения частоты равен шести (на пару компараторов – один элемент «Исключающее ИЛИ»).

Максимально устанавливаемый коэффициент умножения частоты можно задавать отключением диодов, завершающих цепочку диодного сумматора VDK. Потенциометром R1, Рисунки 4 и 5, можно менять угол наклона нарастающего во времени участка сигнала



**Рисунок 5.** Ступенчатое регулирование коэффициента умножения частоты входного сигнала  $F_{вх}$  регулировкой потенциометра.

пилообразной формы (регулировать амплитуду этого сигнала) и, соответственно, ступенчато менять коэффициент умножения частоты, а также регулировать равномерное распределение выходных импульсов по шкале времени. Потенциометр R7 предназначен для регулировки ширины выходных импульсов.

Использование во входных цепях устройства делителей частоты в 2, 3 и т.д. раз позволит получить дробные значения коэффициентов умножения частоты. Предельный коэффициент умножения частоты (десятки и сотни раз) определяется разрешающей способностью компараторов, их количеством и напряжением питания устройства. Максимальная рабочая частота выходных сигналов определяется частотными свойствами элементов «Исключающее ИЛИ» и напряжением питания. **ПЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. [Утроитель частоты цифрового сигнала.](#)
2. Шустов М.А. [Управляемые оконные компараторы.](#)

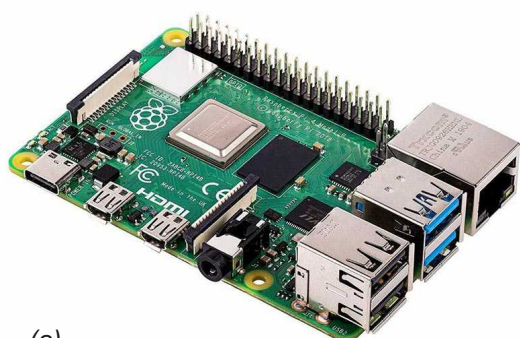
# Использование популярных платформ в промышленных системах

William G. Wong

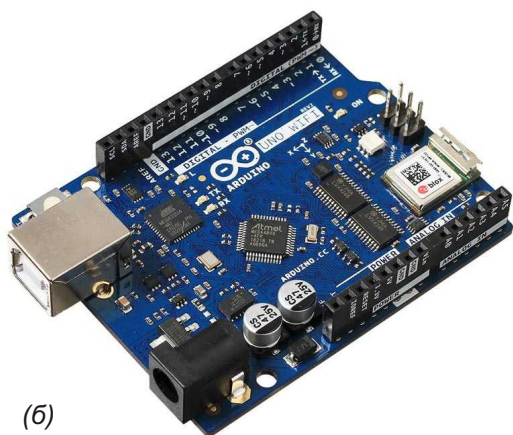
Electronic Design

Если недавно вы держали в руках комплект разработчика, весьма вероятно, что он совместим с одной из популярных платформ

для любителей и профессионалов, таких как Raspberry Pi или Arduino (Рисунок 1). Это неудивительно, учитывая экосистемы, которые выросли вокруг этих популярных платформ. Отчасти это связано с программной инфраструктурой и доступными инструментами и приложениями, но на самом деле все сводится к аппаратной совместимости.

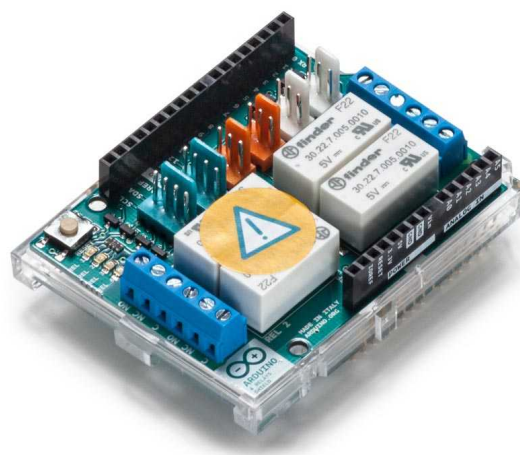


(a)



(б)

**Рисунок 1.** Raspberry Pi (a) и Arduino (б) – две самые популярные платформы разработчиков, которые часто превращаются в промышленные продукты.



**Рисунок 2.** Arduino 4 Relays Shield – это пример периферийной платы, которая может работать с промышленными интерфейсами.

Платы расширения, подобные Arduino 4 Relays Shield (Рисунок 2), – вот, что сделало эти платформы такими популярными. Это позволяет третьим сторонам предоставлять

разработчикам доступ к периферийным устройствам – от средств беспроводной связи до газовых датчиков. Первоначальные платформы имели стандартные интерфейсы, например, USB, но им обычно не хватало таких функций, как беспроводная связь. Хотя в более поздние версии этих платформ было включено больше связанных функций, не было ни одной платы, которая могла бы удовлетворить потребности всех пользователей или поставщиков.

На 40-контактный двухрядный разъем Raspberry Pi выведено питание 3 и 5 В, а также линии цифрового ввода-вывода, включая выделенные контакты для последовательного порта, SPI и I<sup>2</sup>C, а также сигналы широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

Стандартная плата Arduino имеет несколько разъемов, которые делают компоновку платы интересной. Однорядные разъемы расположены с обеих сторон основной платы; Arduino Uno также имеет два 6-контактных двухрядных разъема. По одному краю установлен 18-контактный разъем, по другому – 14-контактный, разделенный на группы из 8 и 6 контактов. Как и в Raspberry Pi, линии цифрового ввода-вывода имеют выделенные контакты для последовательного порта, SPI, I<sup>2</sup>C и сигналов ШИМ.

Аналоговые сигналы доступны на обеих платформах; их набор зависит от установленного микроконтроллера. С большинством выводов связано более одной функции, хотя одновременно может быть активна только одна. Это приводит к интригующему компромиссу при попытке иметь дело со стеком интерфейсных карт.

Не все интерфейсные карты можно устанавливать друг на друга, и возникает множество конфликтов, например, из-за того, что такие интерфейсы, как SPI, не могут использоваться совместно по умолчанию. Многоточечные интерфейсы, такие как I<sup>2</sup>C, могут работать с несколькими устройствами, но только при отсутствии конфликтов адресов, что часто бывает с периферийными адаптерами. Наличие фиксированных адресов упрощает программирование, по крайней мере, для поставщика адаптера. Однако это означает, что две платы одного типа не могут использоваться одновременно.

## Проблемы прочности конструкции

Некоторые прототипные платы ориентированы на простоту использования, но при этом игнорируются такие вещи, как монтажные отверстия, которые необходимы для стабильных и надежных соединений в промышленных приложениях. Многие периферийные платы просто рассчитаны на использование интерфейсных разъемов, как для электрического соединения, так и для физической фиксации. Как правило, это не имеет большого значения, если система используется на рабочем столе, но может привести к серьезным проблемам в полевых условиях, где платы могут быть подвержены воздействию ударов, вибрации, пыли и т. д.

Другие проблемы, с которыми придется столкнуться разработчикам, – это защита и изоляция линий ввода-вывода, поскольку в этой части платформы часто имеют ограниченную поддержку. Кроме того, могут возникнуть сложности с разъемами. Многим портам ввода-вывода не нужны высокие частоты, и для них вполне подходят даже штыревые разъемы, используемые в этих системах. Однако высокоскоростные интерфейсы, такие как USB и HDMI, требуют более совершенных разъемов и конструкций печатных плат.

Потребляемая мощность и источники питания – это области, которые необходимо изучить при переходе проекта к массовому производству. Особое внимание следует уделить питанию основной платы и распределению питания на периферийные устройства.

## От макета к серийному продукту

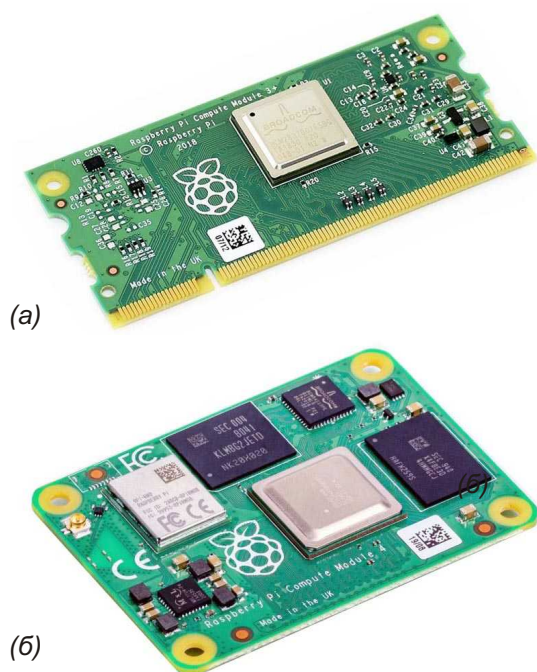
В наши дни разработчики уделяют больше внимания доступности полупроводниковых компонентов. Проблемы с общедоступностью возникают при использовании решений на базе Arduino. Однако при создании нового решения с нуля часто можно использовать целый ряд похожих микросхем-аналогов. Схемы плат для этих платформ легко доступны и распространяются как открытое аппаратное обеспечение. Таким образом, они могут использоваться в качестве основы для заказной печатной платы.

Создание пользовательской печатной платы на основе схемотехники платформ Arduino является разумным подходом, но с



платформами Raspberry Pi ситуация иная. Причина в том, что системы на кристалле (СНК), используемые в Raspberry Pi, обычно недоступны для компаний, которые не выпускают свои продукты десятками тысяч или миллионами. Можно получить похожие микросхемы, но потребуются дополнительные аппаратные и программные изменения, и они могут быть значительными.

Одной из альтернатив является использование вычислительной платы Raspberry Pi Compute Module. В этих модульных компьютерах используются те же процессоры, но отсутствуют привычные штыревые контакты, вместо которых для них требуются стандартные гнездовые разъемы (Рисунок 3). Эти модули в настоящее время доступны в двух разных форм-факторах: Compute Module 3+ (Рисунок 3а) и Compute Module 4 (Рисунок 3б). Первый вставляется в разъем SODIMM и имеет два монтажных отверстия, обеспечивающих надежность фиксации.



**Рисунок 3.** Компьютеры-на-модуле Raspberry Pi Compute 3+ (а) и Compute 4 (б) разработаны для промышленных несущих плат.

С обратной стороны платы меньшего форм-фактора Compute Module 4 находится пара гнездовых разъемов высокой плотности. Включение беспроводного модуля упрощает разработку некоторых приложений.



**Рисунок 4.** Примером платформ Arduino для промышленных приложений может служить Arduino Portenta.

Модуль имеет размеры всего 40 × 55 мм, обладая при этом большей емкостью памяти, увеличенной производительностью и расширенными функциональными возможностями.

Компания Arduino также пришла к выводу, что предоставление более надежного решения полезно как для производства, так и для создания прототипов. Семейство Arduino Portenta представляет собой систему-на-модуле промышленного класса, которая поставляется с уже предустановленной Linux во флэш-памяти (Рисунок 4).

Как можно было ожидать, эти модули промышленного класса и продаются по ценам промышленного класса. Бесплатных обедов не бывает, но преимущество в том, что сложные аспекты проектирования этих модулей были решены, а поддержка и документация стоят дополнительных затрат.

Разработка несущих плат для этих модульных компьютеров обычно намного проще, чем конструирование пользовательской печатной платы, на которой будет размещаться система-на-модуле. Это может быть просто плата с необходимыми разъемами или с добавлением периферийных микросхем, которые могли быть на периферийных платах в прототипе системы. Несущая плата часто проще и имеет меньшее количество слоев, чем плата с компьютером-на-модуле, поскольку плотность ее обычно ниже.

## Проблемы разработчиков

При превращении прототипа в решение для массового производства разработчики должны опираться на свой опыт и знания.



С помощью этих платформ можно очень быстро создать рабочий прототип. Можно предположить, что и серийный продукт может быть создан так же быстро. Это не исключено, но чаще бывает по-другому.

Если выбран подход с использованием модульного компьютера, такого как Raspberry Pi Compute Module, процесс проектирования может упроститься. Однако не следует упускать из виду и другие соображения. Например, то, насколько хорошо решаются эти вопросы, часто определяется опытом разработчиков.

Основными проблемами при переходе от прототипа к серийному изделию, как правило, являются аналоговые цепи, питание и связь. Наибольшие сложности могут представлять аналоговые интерфейсы, если у конструктора нет опыта работы в этой области. Помехи, межсоединения и работа аналоговых интерфейсов могут вызвать проблемы с надежностью и точностью, которые могли не проявиться или не были обнаружены в прототипе.

То же самое справедливо и в отношении питания. Для некоторых приложений может быть достаточно обеспечить запас по мощности одного источника питания. Однако все, от всплесков напряжения до шумов, может стать проблемой, когда речь заходит о решении для серийного производства.

Связь также является источником многих проблем, особенно беспроводная. Промышленные и даже офисные и домашние помещения могут быть электрически зашумленными. Хотя тестирование в разных средах с разными проблемами может быть дорогостоящим, необходимо предоставить продукт, который работает и не требует значительной поддержки.

Наконец, не следует забывать, что проектируемое устройство должно быть удобным как в производстве, так и в обслуживании. Обычно решения, основанные на таких платформах, как Raspberry Pi или Arduino, просты и ориентированы на программное обеспечение, добавляемое в систему наряду с несколькими периферийными устройствами, при минимальных требованиях к занимаемому объему. В этих случаях производство и

удобство обслуживания не требуют решения каких-то сложных вопросов. С другой стороны, попытка упаковать устройство в ограниченное пространство или наличие каких-то требований по долгосрочной поддержке может потребовать внесения изменений в конструкцию.



*Рисунок 5. Универсальный промышленный сервер/ПЛК Iono Pi Max.*

Например, промышленный контроллер Iono Pi Max компании Sfera Labs основан на Raspberry Pi Compute Module (Рисунок 5). Одной из особенностей являются два разъема для SD-карт, поскольку они используют этот тип флэш-памяти для операционной системы и данных. Они также добавили сторожевой микроконтроллер. Процессор может выбирать, с какой карты загружается система, чтобы управлять полевыми обновлениями с возможностью отката, если обновление не работает должным образом. Этого нельзя было найти на стандартной платформе, используемой для прототипа.

Сокращение времени выхода на рынок всегда было целью разработчиков. Платформы и комплекты средств разработки – это один из способов ускорить процесс проектирования. Кроме того, они могут помочь в устранении ограничений и проблем, связанных с переходом от прототипной платформы к промышленному производству. **РЛ**

# Универсальный двухвходовый логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR

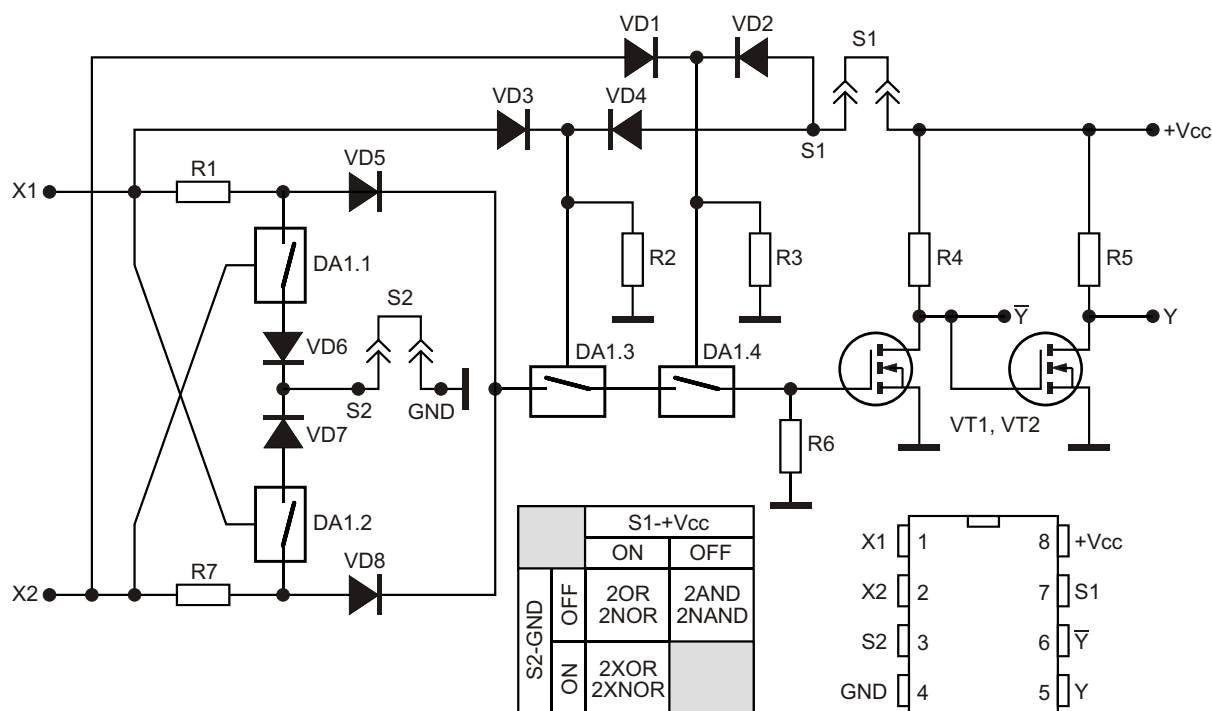
Михаил Шустов, г. Томск

Предложена схема унифицированного универсального логического элемента, назначение которого можно задавать на усмотрение пользователя установкой 1–2 перемычек (паяк), что позволит получить двухвходовые элементы AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR. Логический элемент имеет также прямой и инверсный выходы, рассчитанные как на высокоомную, так и на низкоомную нагрузку. По логическим уровням элемент совместим как с КМОП-, так и с ТТЛ-логикой.

Разработчики электронных схем в своей работе встречаются с большим разнообразием логических элементов, необходимых для работы электронных устройств. Зачастую в одном корпусе микросхемы содержится множество логических элементов одинакового назначения. Это создает определенные про-

блемы с подключением незадействованных элементов, усложнением разводки проводников печатной платы, нерациональным использованием микросхем.

Частично решить эти проблемы смогло бы использование унифицированных микросхем, назначение которых можно было бы



**Рисунок 1.** Схема универсального двухвходового логического элемента AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR, назначение которого определяется перемычками/пайками контактных групп.

менять по усмотрению пользователя [1–5 и мн. др.]. На Рисунке 1 показан возможный вариант построения унифицированного универсального логического двухвходового элемента, который можно разместить, например, в корпусе DIP8. В корпусе DIP16 можно было бы разместить три таких элемента.

Назначение элемента можно задавать установкой внешних перемычек или пайкой выводов микросхемы, Рисунок 1.

Так, например, при замкнутых контактах S1-+Vcc и S2-GND логический элемент выполняет функции логического элемента **2XOR/2XNOR**. Ключи DA1.3 и DA1.4 замкнуты.

При отсутствии входных сигналов транзистор VT1 закрыт, на его стоке присутствует напряжение «лог. 1»; транзистор VT2 открыт, на его стоке напряжение «лог. 0» (несколько десятков мВ). При подаче на вход X1 входного сигнала уровня «лог. 1» (на входе X2 ноль, ключ DA1.1 закрыт) этот сигнал через резистор R1, диод VD5 и ключи DA1.3 и DA1.4 поступает на затвор транзистора VT1, открывая его; одновременно переключается транзистор VT2.

При смене ситуации: X1 = 0, X2 = 1 сигнал на затвор транзистора VT1 проходит по цепочке из резистора R7, диода VD8 и ключей DA1.3 и DA1.4, открывая его.

При X1 = 1 и X2 = 1 оба ключа DA1.1 и DA1.2 открыты, резисторы R1 и R7 через эти ключи и диоды VD6 и VD7 соединены с общей шиной, управляющий сигнал на затвор транзистора VT1 не проходит, напряжение на его стоке равно напряжению питания устройства.

При замкнутых контактах S1-+Vcc и разомкнутых S2-GND элемент преобразуется в **2OR/2NOR**. Ключи DA1.1 и DA1.2 не участвуют в работе схемы. Ключи DA1.3 и DA1.4 постоянно находятся во включенном (замкнутом) состоянии. При отсутствии входных сигналов транзистор VT1 закрыт, транзистор VT2 открыт. Появление управляющего сигнала на любом из входов или одновременно на обоих входах вызывает переключение этих

транзисторов, что отвечает работе логического элемента 2OR/2NOR.

И, наконец, при разомкнутых контактах S1-+Vcc и S2-GND элемент можно использовать в качестве **2AND/2NAND**. Ключи DA1.1 и DA1.2 разомкнуты. При отсутствии входных сигналов ключи DA1.3 и DA1.4 также разомкнуты, транзистор VT1 закрыт, транзистор VT2 открыт. Переключение транзисторов произойдет лишь в том случае, если на обоих входах X1 и X2 присутствует уровень «лог. 1». В этом случае оба ключа DA1.3 и DA1.4 находятся в проводящем состоянии, а сигналы высокого уровня с входов X1 и X2 через резистор R1 и диод VD5 и резистор R7 и диод VD8, соответственно, поступают на затвор транзистора VT1, переключая его состояние.

Несомненным достоинством описываемого логического элемента является его простота, наличие прямого и инверсного выходов, которые можно нагружать на низкоомные нагрузки, либо непосредственно без навесных элементов снимать с них сигналы уровня напряжения питания и логического нуля (десятки мВ). Такие элементы совместимы по логическим уровням с КМОП- и ТТЛ-микросхемами. Унифицированные универсальные логические элементы позволят существенно уменьшить ассортимент используемых в электронных устройствах микросхем, облегчить их компоновку. **ПЛ**

## Литература

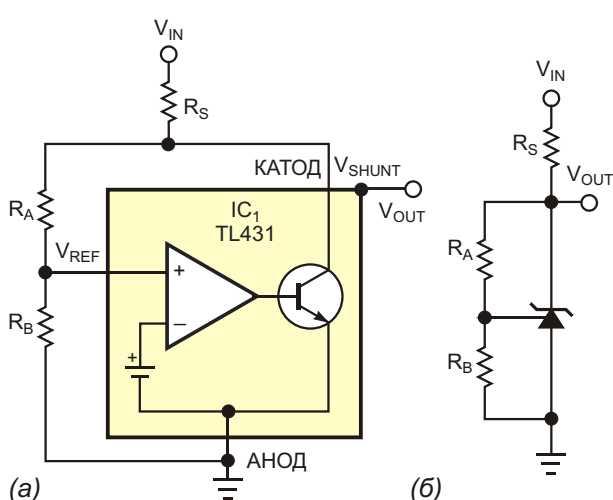
1. А.с. 446950 СССР. МКИ<sup>3</sup> H03K 19/20. Универсальный логический элемент / Мельников В.А., Соколов А.А., Тяпкин М.В. и др., заявл. 15.10.74; опубл. 22.07.75.
2. А.с. 1005312 СССР. МКИ<sup>3</sup> H03K 19/22. Универсальный логический элемент / Кочкарев Ю.А., Кондрусев В.В., заявл. 10.03.81; опубл. 15.03.83.
3. А.с. 1092491 СССР. МКИ<sup>3</sup> G06F 7/00, 7/57. [Универсальный логический модуль](#) / Смирнов В.Л., Гурьянов А.В., Мищенко В.А. и др., заявл. 14.02.83; опубл. 15.05.84.
4. А.с. 1274148 СССР. МКИ H03K 19/22. Многофункциональный логический модуль / Бенкевич В.И., Авгуль Л.Б., Мищенко В.А. и др., заявл. 12.03.85; опубл. 30.11.86.
5. Шустов М.А. [Дробная логика](#).

# Параллельный регулятор решает проблемы запуска источника питания

Michael O'Loughlin

EDN

Популярный и широко распространенный трехвыводной параллельный регулятор TL431 является весьма универсальным и гибким в применении компонентом. На Рисунке 1а показана внутренняя схема TL431, включающая прецизионный источник опорного напряжения, операционный усилитель и шунтирующий транзистор [1]. В типичном приложении параллельного регулятора напряжения два внешних резистора  $R_A$  и  $R_B$  задают величину стабилизированного выходного напряжения на нижнем конце нагрузочного резистора  $R_S$  (Рисунок 1б).



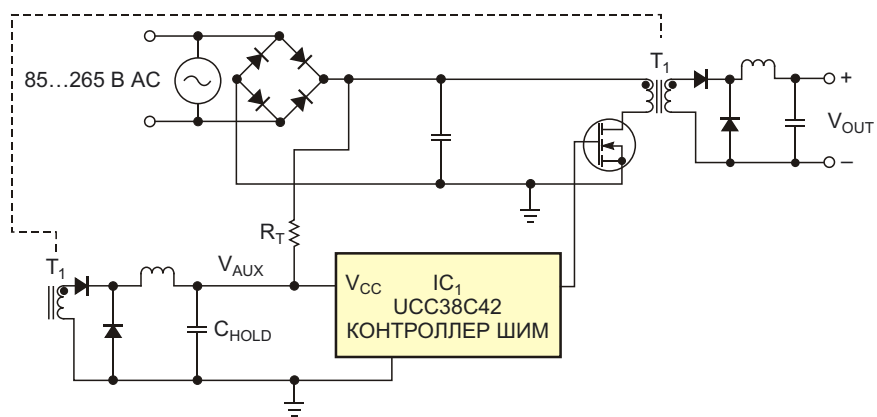
**Рисунок 1.** Простая блок-схема (а) скрывает внутреннюю сложность микросхемы TL431, но для того, чтобы использовать TL431 в базовой схеме параллельного регулятора (б), нужно всего три внешних резистора.

Для иллюстрации продемонстрируем, как TL431 и несколько внешних активных и пассивных компонентов могут использоваться в качестве маломощного вспомогательного источника питания для ШИМ контроллера импульсного преобразователя. В некоторых конструкциях импульсных стабилизаторов для питания ШИМ контроллера используется вспомогательная обмотка понижающего трансформатора. При небольших токах нагрузки мощности, подаваемой вспомогательной обмоткой на ШИМ контроллер, может быть недостаточно.

Например, схема преобразователя на Рисунке 2 получает питание для ШИМ контроллера  $IC_1$  от вспомогательной обмотки смещения, которая является частью трансформатора  $T_1$ . Резистор  $R_T$  и конденсатор  $C_{HOLD}$  образуют цепь непрерывного подзаряда, обеспечивающую начальный запуск  $IC_1$ . Для экономии энергии резистор  $R_T$  ограничивает ток до минимального уровня, достаточного для того, чтобы зарядить  $C_{HOLD}$  до напряжения  $V_{AUX}$ . Как только схема запускается, она начинает работать так, как и следовало ожидать, выдавая выходную мощность в нагрузку, а вспомогательная обмотка и ее компоненты питают ШИМ контроллер.

Однако отключение выходной нагрузки уменьшает энергию, поступающую во вспомогательную обмотку смещения, сокращая заряд конденсатора  $C_{HOLD}$  и вызывая выключение  $IC_1$ , что, в свою очередь, нарушает ста-

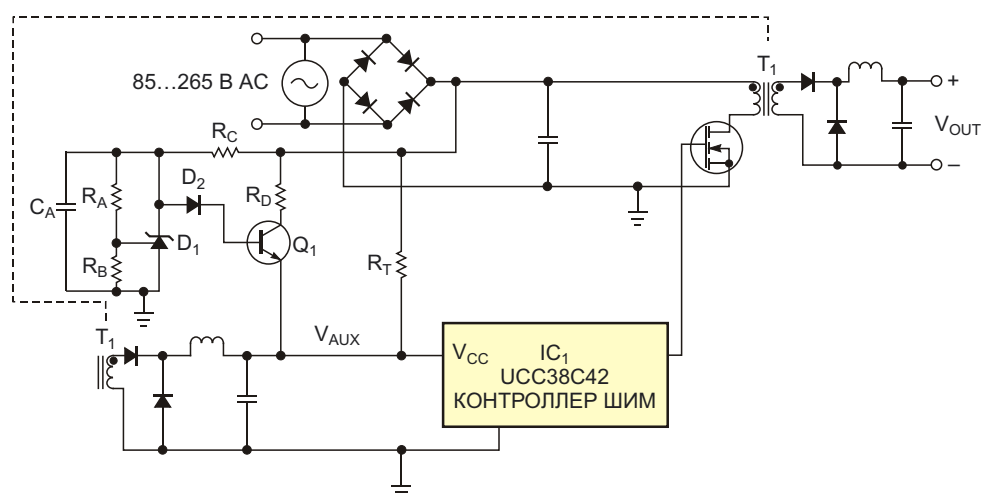




**Рисунок 2.** ШИМ контроллер преобразователя напряжения питания питается от дополнительной обмотки.

близацию выходного напряжения и приводит к неустойчивой работе источника питания. Маломощная схема источника смещения обеспечивает мощность, необходимую для запуска при небольшой нагрузке, а затем для экономии энергии отключается всякий раз, когда вспомогательная обмотка может отдать энергию, достаточную для питания ШИМ контроллера  $IC_1$  (Рисунок 3). В этой схеме последовательный стабилизатор включается при малой нагрузке и выключается, когда обмотка смещения способна сама снабжать энергией ШИМ контроллер, тем самым, экономя энергию под нагрузкой и повышая КПД преобразователя.

Резисторы с  $R_A$  по  $R_D$ , параллельный стабилизатор  $IC_1$ , диод  $D_1$  и транзистор  $Q_1$  образуют регулируемый последовательный источник смещения, подключающийся при пониженной нагрузке. Номиналы этих компонентов выбираются так, чтобы уровень напряжения на эмиттере транзистора  $Q_1$  находился между напряжением выключения  $IC_1$  и номинальным значением напряжения  $V_{AUX}$ , создаваемого выпрямлением выходного напряжения вспомогательной обмотки смещения. По сути, на вывод  $V_{CC}$  микросхемы  $IC_1$  через проводное «ИЛИ» подается большее из двух напряжений: номинальное напряжение  $V_{AUX}$  или напряжение на эмиттере тран-



**Рисунок 3.** В этой усовершенствованной конструкции микросхема ШИМ контроллера  $IC_1$  получает питание от резистора  $R_T$  при запуске, от вспомогательной обмотки при нормальной работе и от схемы параллельного регулятора  $IC_2$  и транзистора  $Q_1$  при работе с легкой нагрузкой.

зистора  $Q_1$ . Когда вспомогательная обмотка смещения и связанные с ней компоненты обеспечивают достаточное напряжение, эмиттер транзистора  $Q_1$  смещен в обратном направлении, и  $Q_1$  отключается для экономии энергии. И наоборот, контроллер получает питание от  $Q_1$ , когда напряжение  $V_{AUX}$  из-за малой выходной нагрузки падает ниже номинального значения. Обратите внимание, что схема по-прежнему должна включать резистор непрерывного подзаряда  $R_T$ , потому что большинство ШИМ контроллеров имеют блокировку при пониженном напряжении.

При проектировании последовательного регулятора сопротивление резистора  $R_C$  нужно выбрать таким, чтобы обеспечить достаточный рабочий ток для микросхемы  $IC_2$ , а резистор  $R_D$  должен поддерживать напряжение и ток коллектора транзистора  $Q_1$  в пределах его области безопасной работы. Сопротивления резисторов делителя  $R_A$  и  $R_B$  следует подобрать так, чтобы выходное напряжение последовательного регулятора было выше напряжения запуска  $IC_1$  и ниже номинального выходного напряжения выпрямителя на выходе вспомогательной обмотки. Блокировочный конденсатор  $C_A$  должен минимизировать пульсации напряжения на микросхеме  $IC_2$ .

При выборе сопротивлений делителя напряжения  $R_A$ - $R_B$  можно воспользоваться следующей формулой:

$$\frac{V_{REF}}{V_B} = \frac{V_{AUX\_NOM} + V_{D1} + V_{BE(Q1)} + V_{REF} + 1V}{R_A}$$

Напряжение на эмиттере  $Q_1$  должно быть ниже номинального выпрямленного выходного напряжения вспомогательной обмотки смещения. В этой формуле  $V_{REF}$  представляет номинальное напряжение внутреннего опорного источника параллельного регулятора  $IC_2$ , равное 2.495 В,  $V_{AUX\_NOM}$  обозначает номинальную величину напряжения  $V_{AUX}$ , а  $V_{D1}$  и  $V_{BE(Q1)}$  – это падение напряжения на диоде  $D_1$  и прямое напряжение база-эмиттер транзистора  $Q_1$ , соответственно. **PL**

### Ссылка

1. Michael O'Loughlin. [Шунтовой регулятор служит недорогим операционным усилителем в источнике питания.](#)

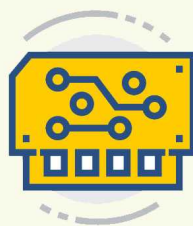
### Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UCC38C42D](#)

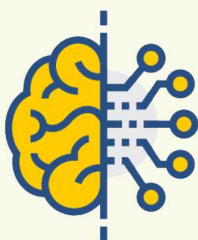
## ДОСКА ОБЪЯВЛЕНИЙ ДЛЯ ЭЛЕКТРОНЩИКОВ



Радиодетали



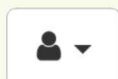
Приборы, платы



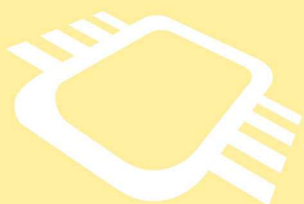
Работа



Услуги



+ Добавить объявление

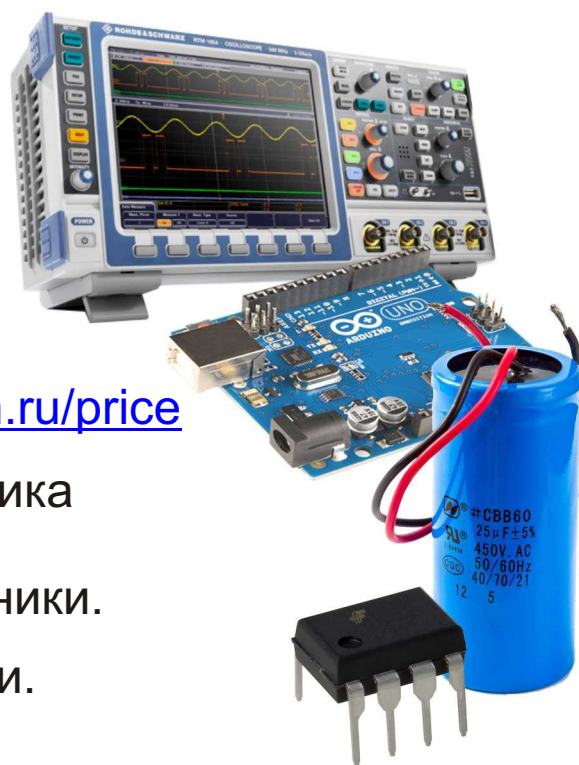


## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

[www.rlocman.ru/price](http://www.rlocman.ru/price)

Подберите оптимального поставщика электронных компонентов, измерительной и электронной техники.

Цены, условия поставки и доставки.

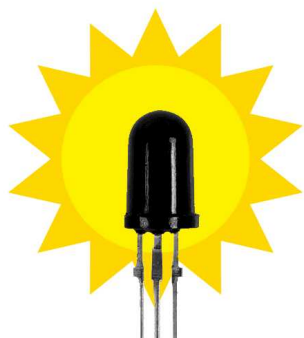


Приглашаем дистрибьюторов электронных компонентов и приборов

# К вопросу об улучшении линейности фототранзисторов



М. П. Басков, Москва



На днях ко мне обратился сосед по садовому участку с просьбой порекомендовать схему фотоприемника, который бы не реагировал на внешнюю засветку. В последнее время он озаботился охраной своего участка

и экспериментировал с защитой периметра на ИК-лучах. Я порекомендовал ему схему из [1], где автор приводил пример практически полного подавления внешней засветки. Через некоторое время сосед сообщил о том, что ему не удалось добиться корректной работы схемы. Я пообещал разобраться...

Поскольку у меня имелся некоторый опыт работы с чувствительными фотоприемниками, то и имелось необходимое для этих целей оборудование: экранированный бокс для исследуемых схем и генераторы прямоугольных импульсов, выходной ток которых регулируется в широких пределах.

Для начала рассмотрим схему из работы [1], представленную на Рисунке 1.

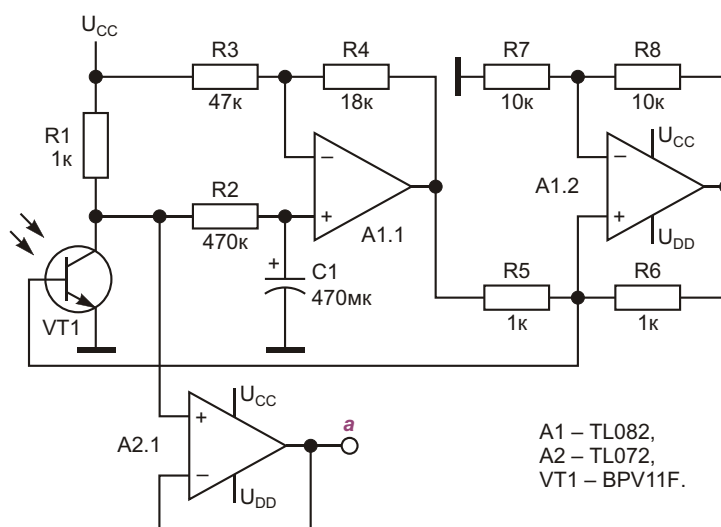


Рисунок 1. Исходная схема из работы [1].



Медленно изменяющаяся компонента внешнего освещения выделяется фильтром нижних частот на усилителе А1.1 и управляет источником тока Хауланда на усилителе А1.2, который, по идее, должен эффективно отбирать часть базового тока фототранзистора VT1, обеспечивая его работу в линейном режиме.

Схема была собрана на печатной плате и помещена в экранированный бокс. Питание схемы производилась от аккумуляторной батареи напряжением 9 В с отводом от средней точки, размещенной внутри бокса. Контроль напряжения на коллекторе VT1 выполнялся через буферный повторитель на малошумящем операционном усилителе TL072 – на схеме А2.1. Контрольная точка «а» выведена из бокса через разъем.

В качестве излучателя имитатора источника полезного сигнала использовался светодиод с длиной волны 940 нм, на который подавались импульсы тока в диапазоне от 50 мкА до 50 мА. Светодиод располагался в 20 мм на оптической оси от фотоприёмника.

Ради чистоты эксперимента фоновая засветка имитировалась при помощи отдельного 3-ваттного светодиода с длиной волны 940 нм, также находившегося в 20 мм от фотоприемника, но освещавшего его под углом 15 градусов. Ток фоновой засветки регулировался в диапазоне от 0 до 500 мА.

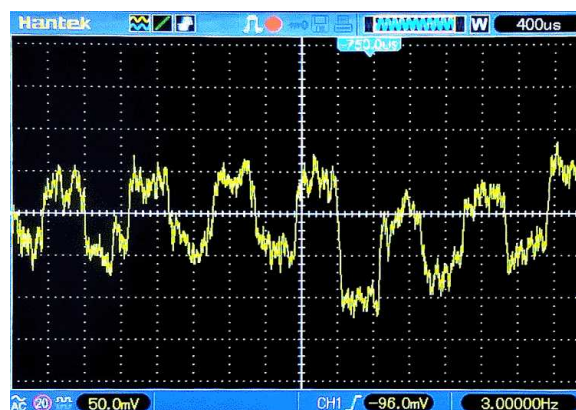
Фотоприемник VT1 выполнен на трехвыводном фототранзисторе BPV11F компании Vishay. Этот ИК-фототранзистор выполнен в пластмассовом корпусе, материал которого имеет окно прозрачности в ближнем инфракрасном диапазоне от 900 нм и более. Темновой ток BPV11F равен 50 нА, а коэффициент усиления по постоянному току составляет не менее 450.

После первого включения пришлось о-о-очень долго ждать выхода на рабочий режим, пока напряжение в точке «а» не остановилось на отметке 1.5 В, затем появился сильный, примерно 300 мВ (от пика до пика) высокочастотный шум, и спустя несколько секунд схема превратилась в низкочастотный релаксационный генератор.

Для ускорения выхода на рабочий режим номинал резистора R2 был уменьшен до 270 кОм, а емкость С1 уменьшена до 20 мкФ.

С этими номиналами время выхода на рабочий режим сократилось до нескольких секунд, и работа схемы стала устойчивой. Схема показала отличную стабилизацию рабочей точки. При изменении тока подсветки от 0 до 500(!) мА напряжение на коллекторе VT1 осталось неизменным. Подключение конденсатора емкостью в 1 нФ параллельно резистору R4 снизило шум до 120 мВ от пика до пика со средним значением 50 мВ.

Подача прямоугольного сигнала частотой 1000 Гц и коэффициентом заполнения 50% на светодиод имитатора полезного сигнала показала, что уверенное визуальное выделение сигнала из шума возможно при токе через светодиод примерно 0.45 мА, что показано на Рисунке 2. Здесь и далее имеется в виду значение тока в импульсе, а не средний ток через светодиод.



**Рисунок 2.** Минимальный уровень полезного сигнала в точке «а», при котором возможна его дальнейшая обработка, достигнутый при применении в качестве А1 операционного усилителя TLC2272.

При увеличении тока через светодиод подсветки от 0 до 500 мА амплитуда полезного сигнала уменьшалась на 20%.

Улучшить характеристики схемы в части снижения шумов и увеличения чувствительности, к сожалению не удалось. И хотя в схеме удовлетворительно работали операционные усилители LM358P, TL082 и малошумящий TL072, уменьшить шум примерно до 80 мВ от пика до пика удалось, только применив rail-to-rail ОУ TLC2272.

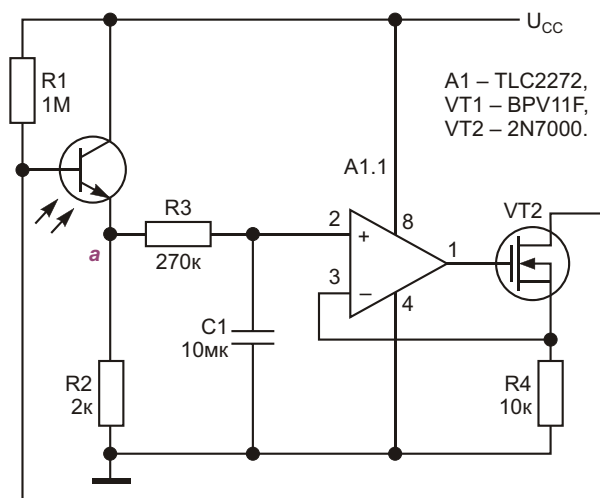
Попытка балансировки источника тока Хауланда также не имела успеха. При прибли-

жении к точке баланса выходное сопротивление источника стремилось к бесконечности, в результате чего возникали низкочастотные колебания, а при удалении от точки баланса работа схемы стабилизировалась, но катастрофически падала чувствительность. Потратив на все эти эксперименты три вечера, я пришел к выводу, что «овчинка выделки не стоит». Схема отлично работает при большом входном сигнале и очень высоком уровне фоновой засветки, именно так, как описано в [1], но для работы со слабыми сигналами не подходит. Вполне возможно, что автор и не ставил перед собой такой цели, ограничившись опытами с лампой накаливания.

Сосед, заходя попить чайку по вечерам, и разбирая вместе со мной нюансы математики источника тока Хауленда, ненавязчиво намекал, что вся механика охранного периметра уже готова, зеркала отъюстированы, и дело только за схемой.

Пришлось взяться за разработку схемы стабилизации рабочей точки фототранзистора, которая имела бы низкий уровень шумов и обладала высокой чувствительностью к переменному сигналу.

Было ясно, что реализовать такую схему можно, только используя трехвыводной фототранзистор. Ранее мной был предложен метод повышения чувствительности двухвыводного фототранзистора [2], работающего в режиме с «оторванной базой», и приведен пример успешных испытаний фотоприемника инфракрасного локатора, работающего по



**Рисунок 3.** Принципиальная схема содержит минимум компонентов. Блокировочные конденсаторы по цепи питания не показаны.

предложенному методу. Однако для данного случая необходим именно трехвыводной транзистор.

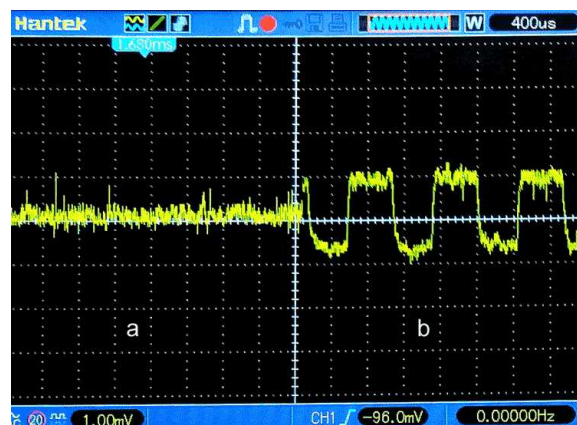
Принципиальная схема разработанного устройства показана на Рисунке 3.

Схема содержит только один операционный усилитель. Второй операционный усилитель (на схеме не показан) используется как усилитель переменного напряжения, усиливая входной сигнал в 20 раз, чего вполне достаточно для конкретного применения. Питание схемы производится от одного источника напряжением от 3 до 9 вольт, т.е. схема хорошо работает от одного литий-полимерного аккумулятора.

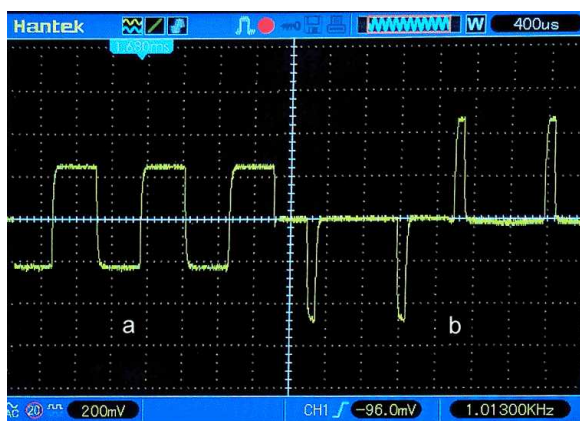
В отличие от рассмотренной выше схемы, транзистор VT1 включен по схеме с общим коллектором, что несколько расширяет полосу принимаемых частот светового сигнала. Начальное смещение на базу VT1 задается резистором R1, выводящим VT1 в линейный режим. При этом напряжение на эмиттере VT1 составляет примерно 240 мВ. Операционный усилитель A1.1 совместно с транзистором VT2 представляет собой почти идеальный управляемый источник тока.

По мере роста фоновой засветки постоянная компонента засветки выделяется фильтром нижних частот и, управляя источником тока, обеспечивает отбор тока из базы VT1, препятствуя смещению рабочей точки транзистора VT1. Схема, приведенная на Рисунке 3, не нуждается в какой-либо настройке.

На Рисунках 4 и 5 показаны коллажи осциллограмм, полученных в ходе испытаний.



**Рисунок 4.** (a) – уровень шума в точке «а» при отсутствии сигнала. (b) – форма импульсов малого сигнала на фоне шума.



**Рисунок 5.** Форма импульсов в точке «а» на частоте 1кГц: (а) – коэффициент заполнения 50%, (b) – коэффициент заполнения 90% и 10%, соответственно.

Как видно из Рисунка 4, шум на выходе фотоприемника достаточно низкий, на уровне 0.5 – 1 мВ от пика до пика и сигнал в 2 мВ уверенно различается на уровне шумов, имея вполне приемлемую форму. Ток через светодиод имитатора полезного сигнала при этом составляет 55 мкА. При отключенном питании и отсутствии внешних сигналов уро-

вень шума не меняется, так что это, скорее всего, наводки на щуп осциллографа источниками электромагнитных помех, которых много в любой лаборатории.

На Рисунке 5 представлена форма сигнала в точке «а» на частоте 1000 Гц.

Подводим итоги. Сосед доволен и косит траву, перекрывшую путь световым лучам на охраняемом периметре и успевшую за неделю, потраченную на эксперименты, вырасти на полметра... **РЛ**

## Ссылки

1. JC Ferrer, A Garrigós. [Цепь обратной связи улучшает линейность фототранзистора.](#)
2. Михаил Басков, Олег Левашов. [Увеличение чувствительности фотоприемника на базе фототранзистора.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay BPV11F](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TL072](#)
3. [Datasheet Texas Instruments TL082](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)
5. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Барометр-гигрометр-термометр с питанием от таблеточной батарейки



Алексей Кузьминов, Москва

*В статье приведены принципиальная схема, разводка платы и конструкция барометра-гигрометра-термометра на базе хорошо известного MEMS-датчика BME280 (компании Bosch Sensortec), нового 51-совместимого микропотребляющего микроконтроллера (МК) EFM8SB10F8 (Silicon Laboratories) и ЖКИ RND0007-PAN-#00 (Raystar Optronics) – обновленный аналог популярных ЖКИ T18148 и TIC55. Для питания устройства используется расплавленная литиевая батарейка CR2477 (таблетка) с напряжением 3 В емкостью 1 А·ч, которой хватает на время непрерывной работы прибора, как минимум, 5 лет при обновлении показаний атмосферного давления, влажности и температуры раз в 5 минут.*

## Введение

Барометры-гигрометры-термометры на базе BME280 широко распространены. Однако все они либо требуют отдельного сетевого источника питания, либо достаточно емких аккумуляторов, нуждающихся в частой перезарядке. Изредка можно найти в Интернете подобные устройства с питанием от таблеточных батареек, однако срок их работы недолог, и батарейки часто требуется менять. Такое положение вещей объясняется тем, что все эти устройства для своей работы потребляют значительную энергию, понизить которую не позволяют три причины.

Во-первых, в большинстве случаев, в таких устройствах используют широко распространенные 32- (и более) разрядные МК (в одноплатных компьютерах типа Arduino Uno, Raspberry Pi и т.п.), STM32 и им подобные, потребляющие значительный ток (десятки мА).

Во-вторых, хотя BME280 позволяет производить обмен данными с МК по двум интерфейсам – SPI и I<sup>2</sup>C, в 99% случаев связь МК с

BME280 производится по двухпроводному интерфейсу I<sup>2</sup>C или SMBus (что почти одно и то же), имеющему скорость обмена на порядок ниже скорости SPI и требующему достаточно низкоомных нагрузочных резисторов, подключенных к питанию, которые также потребляют значительный ток (до нескольких мА). Низкая скорость обмена по интерфейсу I<sup>2</sup>C объясняется двумя причинами: во-первых, просто из-за своей физической реализации и, во-вторых, – из-за достаточно сложного протокола обмена, требующего как относительно большего времени работы МК, так и большей его программной памяти (по сравнению с интерфейсом SPI). Протокол же обмена по интерфейсу SPI очень прост. Для вывода байта требуется записать его в специальный регистр SPI0DAT, дождаться бита (флага) окончания обмена и сбросить этот бит. Для ввода байта необходимо записать в этот же регистр ничего не значащий фиктивный (подставной – dummy) байт, также дождаться установки флага окончания обмена и сбросить этот флаг. Введенный байт будет содержаться в том же регистре SPI0DAT. Всё



остальное сделают аппаратные средства МК и ВМЕ280 (подробно – см. далее). Более примитивного протокола обмена вообще трудно придумать. Отсюда следует высокая скорость работы интерфейса SPI и простота программирования, что определяет минимум программной памяти на свою реализацию. Интерфейс I<sup>2</sup>C целесообразно использовать, когда к МК подключено несколько устройств на одну и ту же двухпроводную шину. В этом и заключается его преимущество перед интерфейсом SPI. Но если к МК подключена всего одна микросхема ВМЕ280, использование интерфейса I<sup>2</sup>C является просто бессмысленным (если не сказать безграмотным). Здесь может возникнуть вопрос: а причем здесь высокая скорость обмена по SPI между МК и ВМЕ280 (до 10 Мбод/с, что для I<sup>2</sup>C недоступно), и зачем вообще она нужна? Дело в том, что в «спящем» состоянии (так называемый sleep-режим) ВМЕ280 потребляет ток всего 0.1 мкА, и большинство МК также потребляют ток не более нескольких мкА. Предположим, обновление информации в МК и ВМЕ280 происходит раз в 5 минут (более частое обновление информации бессмысленно, поскольку за такое время ни атмосферное давление, ни влажность, ни температура существенно не поменяются). При обмене информацией МК с ВМЕ280 (в нормальном режиме работы) потребление энергии как МК, так и ВМЕ280 существенно возрастает (потребление тока может достигать единиц мА). Вот поэтому, чем больше скорость обмена, тем меньше времени потратится на эту связь, и меньше времени уйдет на потребление большого тока как МК, так и ВМЕ280, прежде чем они возвратятся обратно в микропотребляющий sleep-режим (что существенно удлинит срок службы батарейки).

В-третьих, устройства, потребляющие большой ток, – это средства отображения измерительной информации. В подавляющем числе устройств, использующих ВМЕ280, в качестве таких средств применяются светодиодные индикаторы, потребляющие до десятков, а то и сотен мА. Реже используются матричные OLED-дисплеи (20 – 50 мА). Иногда можно найти устройства, где используются матричные ЖК-дисплеи, потребляющие ток до нескольких мА. В то же время имеются семисегментные ЖКИ, потребление тока кото-

рых составляет всего несколько мкА (максимум до десяти мкА), но устройств МК с ВМЕ280, использующих такие ЖКИ, крайне мало и они, как правило, используют МК с достаточно высоким потреблением тока.

Здесь необходимо добавить, что в последнее время в широкой продаже появились дисплеи, которые получили название «электронная бумага» – E-paper или «электронные чернила» – E-ink. Это матричные дисплеи с разрешением 158×158 или 200×200 пикселей (наиболее дешевые и востребованные варианты). Потребление тока у них существенно выше (до нескольких мА), чем у ЖКИ, но только во время обмена информацией с МК. Зато когда обмена нет, эти дисплеи вообще ничего не потребляют, т.е. они сохраняют информацию на экране даже при выключении питания и, причем, достаточно долгое время (до нескольких месяцев и более). Кроме того, некоторые из таких дисплеев имеют возможность обновлять информацию не всего экрана, а только определенной его области, что существенно снижает их энергопотребление (здесь комментарии излишни). Применительно к ВМЕ280 это означает, что можно, например, вывести в определенную область экрана слова «Давление», «Влажность», «Температура» один раз, а обновлять только цифровые значения этих физических величин в другой области экрана. Матричное строение таких дисплеев, конечно, требует большего объема как программной, так и оперативной памяти по сравнению с примитивным обменом с ЖКИ, и «потянет» ли МК EFM8SB10F8 с программной памятью всего 8 КБ и оперативной 128 байт (data) плюс 512 байт «внешней» (xdata) – еще неизвестно (по подсчетам автора, скорее всего, да). Если нет, можно использовать похожий МК EFM8SB20F16 (16 КБ программной памяти и 4 КБ xdata), который по стоимости не отличается от EFM8SB10F8 (и даже немного дешевле). Автор сейчас экспериментирует с этими дисплеями. Но это, как говорят, уже другая история.

Таким образом, резюмируя вышесказанное, можно отметить, что имеются три проблемы, не позволяющие использовать ВМЕ280 в устройствах на базе МК с батарейным питанием и достаточно долгим сроком эксплуатации. В настоящей статье приведено устройство, где все эти три проблемы сняты.

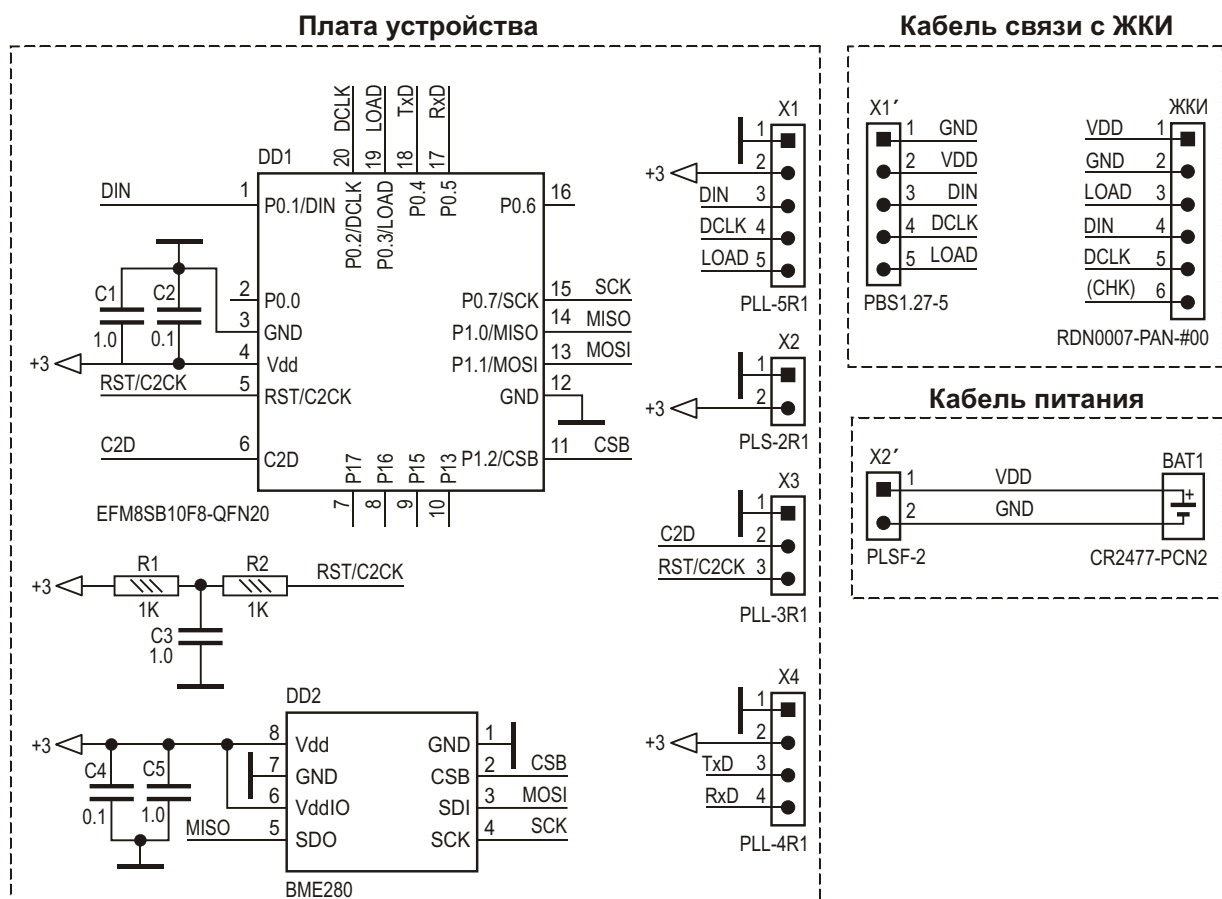


Рисунок 1. Принципиальная схема устройства.

Дальнейшее изложение построено следующим образом. Вначале приводится принципиальная схема устройства, далее кратко описаны его программные средства, затем показана разводка и внешний вид его платы, после этого рассказано о конструкции устройства и результатах его работы.

### Принципиальная схема устройства

Как видно из Рисунка 1, схема устройства достаточно проста. В качестве МК используется EFM8SB10F8G-A-QFN20 (DD1) в корпусе QFN20 размером 3×3 мм. Потребление тока МК в sleep-режиме составляет 0.5 мкА (SB в названии МК – сокращение от Sleepy Bee). BME280 сопрягается с МК по 4-проводному (для BME280) интерфейсу SPI сигналами MISO, MOSI, SCK и CSB. Последний сигнал используется в качестве выбора кристалла (Chip Select – CS). Для МК это 3-проводный SPI (без использования сигнала NSS, выставляемого автоматически в 4-проводном режиме после передачи/приёма каждого байта).

Сигнал CSB устанавливается в программе “вручную” тогда, когда это требуется (в начале и в конце обмена при передаче или приёме байта или массива байтов).

С МК ЖКИ сопрягается с помощью трех сигналов: DIN (данные), DCLK (сигнал, стробирующий данные) и LOAD (сигнал, временно изменяющий своё состояние с «лог. 0» на «лог. 1» и обратно и предназначенный для защелкивания всех полученных ЖКИ данных. Эти три сигнала, питание (+3 В) и «земля» выведены на 5-штырьковый разъем X1. К этому разъему одним концом – 5-контактной вилкой X1' подключается кабель связи с ЖКИ, а второй его конец непосредственно припаян к контактам ЖКИ – схема в правом верхнем пунктирном прямоугольнике на Рисунке 1.

Питается плата от 3-вольтовой таблеточной литиевой батарейки CR2477-PCN2 диаметром 24 мм и толщиной 7.7 мм с приваренными контактами (вместо нее можно использовать обычную батарейку CR2477 и бата-

рейный отсек для нее). Емкость таких батареек 1 А·ч. Для этого на плате предназначен 2-контактный штыревой разъем X2. К этому разъему одним концом – 2-контактной вилкой X2' – подключается 2-проводный кабель, который своим вторым концом припаян либо к контактам, надеваемым на контакты батарейки, либо к контактам батарейного отсека. Схема этого кабеля питания показана в пунктирном прямоугольнике в правой нижней части Рисунка 1.

Программироваться МК может двумя способами.

Первый вариант программирования МК – с помощью USB DEBUG адаптера, который сопрягается с компьютером по интерфейсу USB, а с МК – по 2-проводному интерфейсу C2. Для этого предназначен 3-контактный штыревой разъем X3, на который выведены два сигнала: RST/C2CK, C2D и «земля». Для сопряжения используется кабель, который одним концом (ответная 3-контактная вилка) подключается к разъему X3, а второй его конец подключается к разъему USB DEBUG адаптера с интерфейсом C2. Схему такого кабеля можно найти в [1]. Цепочка R1R2C3 используется для штатной работы интерфейса C2 и штатной работы МК при включении питания (Power On Reset – POR).

Второй вариант программирования МК – по интерфейсу RS232 с помощью COM-порта компьютера (COM1). Для сопряжения используется 4-контактный штыревой разъем X4, на который выведены 2 сигнала: TxD, RxD, питание (+3 В) и «земля». К этому разъему подключается преобразователь уровней интерфейса RS232-TTL, а к нему – кабель сопряжения с COM-портом компьютера. Все схемы и подробное описание этого режима программирования можно найти в [2]. Для перевода МК в этот режим программирования необходимо замкнуть переключкой (джампером) контакты 1-2 разъема X3.

Конденсаторы C1, C2, C4 и C5 – блокировочные; они предназначены для штатной работы DD1 и DD2.

Как видно из вышеизложенного, схема не отличается особой сложностью, а потому плата устройства легко разводится и имеет габариты всего 11×14 мм (см. далее).

## Программные средства

Программа в уже готовом загрузочном \*.hex – формате (EFM8SB10F8G-A-QFN20\_4.hex) приведена в дополнительных материалах к статье в разделе Загрузки. Её можно запрограммировать в МК с помощью одного из двух способов программирования, о которых говорилось выше.

Однако с теми, кто имеет возможность, желание и соответствующие навыки программирования и захочет самостоятельно написать свою программу, автору хотелось бы поделиться некоторыми ключевыми моментами программы, а также рассказать о «багах», обнаруженных автором при программировании BME280 и ЖКИ RDN0007-PAN-##00.

Но вначале о сути самой программы. Она может быть условно разделена на две части. Это основная программа и программа инициализации устройств (InitDevice.c). Об инициализации устройств речь будет идти далее, а здесь кратко остановимся на основной программе. Но прежде несколько слов о BME280.

Эта микросхема разработана по МЭМС-технологии и включает в свой состав 20-разрядный АЦП, имеющий возможность производить передискретизацию и осреднение результатов. Для снижения шума АЦП BME280 оборудована специальным фильтром, который можно включать и выключать, если в нем нет необходимости. У неё 3 режима работы: режим сна (sleep-mode), в котором измерения не производятся и потребление тока минимально, нормальный (normal-mode), когда производятся измерения через определенный и задаваемый интервал времени (от 0.5 до 1000 мс), причем, когда измерения не производятся, BME280 автоматически переходит в sleep-режим, и, наконец, режим принудительного (форсированного) измерения (force-mode); в этом режиме измерения производятся тогда, когда это требуется, и при этом после проведения измерений микросхема также автоматически переходит в sleep-режим. Этот режим (force-mode) и использован в приборе. Для повышения точности измерений в BME280 имеются калибровочные коэффициенты (3 – для температуры, 9 – для давления

и 6 – для влажности), которые настраиваются на заводе-изготовителе и записываются в постоянную память. Эти коэффициенты доступны только для чтения. Кроме того, у микросхемы имеется идентификационный номер (60h), который также доступен для чтения. После окончания измерений расчеты давления, температуры и влажности производятся по определённым формулам, в которые входят измеренные АЦП значения этих физических величин с учетом калибровочных коэффициентов. Эти формулы приведены в справочном листке (datasheet). Для обмена информацией с МК, как уже упоминалось, микросхема оснащена двумя интерфейсами: I2C и SPI. Максимальная скорость обмена по SPI составляет 10 Мбод (точнее максимальная частота сигнала, стробирующего данные (SCK), составляет 10 МГц).

Теперь по сути работы программы.

Вначале производится чтение идентификационного номера (ID) BME280 и вывод его на экран ЖКИ, на котором ID отражается в течение около 2 секунд. Если он равен «60», то это означает, что все в порядке, что микросхема именно BME280, и что её связь с МК по SPI работает верно. Далее читаются и запоминаются в оперативной памяти МК (data) калибровочные коэффициенты. После этого происходит инициализация BME280, т.е. в неё загружается требуемый режим работы (в начале – normal-mode), количество осреднений (sampling) по каждому из измерений (давления – P, температуры – T и влажности – H), фильтр выключается, а время работы в нормальном режиме (standby\_time) устанавливается на максимум (1 секунду). Далее включается режим force-mode, и на этом инициализация заканчивается. В этом месте программы устанавливается метка «start», на которую программа возвращается после всех измерений, индикации показаний на ЖКИ и окончания режима сна МК (sleep-mode), т.е. примерно через каждые 5 минут. Значения АЦП, отражающие значения измеренных величин, считываются подряд, по 3 байта для P, T и H (т.е. всего 9 байт, при этом старший байт H не используется), начиная со старшего байта (Most Significant Byte – MSB) P, т.е. с адреса 0xf7 (BME280\_REG\_PRESS\_MSB). После этого производится расчет T, P и H именно в такой последовательности, поскольку значение T

используется для расчета P и H. Далее рассчитанные значения P, H и T выводятся на ЖКИ, и МК переводится в режим сна (sleep-режим), выход из которого осуществляется по тревожному сигналу (alarm) от специального таймера (Real Time Clock – RTC). Это событие, как уже указывалось, происходит каждые 5 минут. После этого программа возвращается на метку «start», о которой говорилось выше, т.е. всё повторяется в бесконечном цикле. Вот и вся суть программы. Здесь необходимо добавить, что в sleep-режиме все устройства, включая процессор, отключены (кроме таймера RTC и встроенного в него микромощного НЧ генератора LFOSC), поэтому МК и потребляет ток 0.5 мкА.

Хотя программа и не является особо сложной, автор счел необходимым разъяснить один ключевой момент программы, а именно, – вход и выход в/из режима сна МК, а также два «бага», обнаруженных автором при программировании ЖКИ и BME280.

Рекомендуемая производителем МК EFM8SB10 последовательность входа/выхода в/из sleep-режима, как следует из справочного руководства (Reference Manual – RM), состоит в следующем.

1. Вначале необходимо отключить все аналоговые периферийные устройства (АЦП, компараторы и т.п.). Но поскольку в данном случае они не используются, их можно отключить ещё на этапе инициализации устройств (см. далее), поэтому этот пункт выполнять не требуется. А вот интерфейс SPI, скорость работы которого определяется системной тактовой частотой (SYSCLK), а она, в свою очередь, определяется частотой работы маломощного генератора LPOSC0 (20 МГц), следует отключить, поскольку следующим пунктом будет отключение генератора LPOSC0 и переключение SYSCLK на частоту работы RTC, а она, в свою очередь, определяется частотой работы микромощного низкочастотного генератора LFOSC0 (16.4 кГц). Поэтому, во избежание неадекватной работы SPI при смене частоты SYSCLK, и требуется отключение SPI.
2. Переключить SYSCLK на работу от RTC (16.4 кГц).
3. Войти в sleep-режим, установив в регистре PMU0CF SLEEP-бит и бит выхода из



sleep-режима по alarm'у от RTC. PMU0CF – это регистр устройства, управляющего потреблением мощности МК (Power Monitor Unit – PMU). Здесь следует добавить, что никакие логические операции (логического умножения «&» или логического сложения «|») с регистром PMU0CF не допускаются, или, другими словами, в PMU0CF должно быть записано строго определенное число.

4. Выйти из sleep-режима, предварительно выполнив 4 команды NOP (No Operation – нет операции, т.е. пустая команда), чтобы обеспечить повторную синхронизацию НЧ генератора LFOSC0 с процессором. После этого переключить SYSCLK на работу от маломощного ВЧ генератора LPOSC0 (20 МГц) и дождаться установки бита адекватной работы SYSCLK.

Здесь следует добавить, что после того как произойдет событие, по которому осуществляется вход в sleep-режим, в данном случае – по alarm'у от RTC, в PMU автоматически установится бит (флаг) этого события. Поэтому для повторного входа в sleep-режим (через время, определяемое RTC, в данном случае – 5 минут) этот флаг необходимо сбросить программно. Для этого в регистр PMU (PMU0CF) необходимо также записать определенное число, обнуляющее этот флаг и

сохраняющее бит входа в sleep-режим по alarm'у от RTC.

В конце выхода из sleep-режима необходимо включить SPI.

Несмотря на такое «пространное» объяснение, по фрагменту основной программы (на C51), связанному с входом и выходом в/из sleep-режима, приведенному ниже, можно убедиться, что это достаточно простая процедура. Здесь необходимо разъяснить, что после входа в sleep-режим (т.е. после выполнения команды **PMU0CF=0x84;**) сразу следуют 4 пустых команды (**\_nop\_ ();**), и на первый взгляд, кажется, что выполнение этих команд начинается сразу же после выполнения предыдущей команды (по крайней мере, так написано в программе). Однако, поскольку в sleep-режиме процессор МК остановлен, а эти команды (инструкции) выполняются именно им, то они не будут выполняться до тех пор, пока не произойдет событие выхода из sleep-режима, а этот выход, в свою очередь, наступит только тогда, когда поступит тревожный сигнал (alarm) от RTC, счетчик которого досчитает до максимального значения и обнулится по авто-ресету, т.е. через 5 минут. Сами же эти 4 NOP'а требуются для синхронизации «проснувшегося» процессора с тактовой частотой НЧ генератора LFOSC0 (16.4 кГц), встроенного в RTC.

```
//-----
// Вход в sleep-режим
//-----
    SPI0CN0 &= 0xfe; //Запрет SPI.
    CLKSEL=0x83;    //SYSCLK = частота работы RTC (16 кГц).
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    PMU0CF=0x84;    //Вход в sleep и разрешение выхода по alarm от RTC(5 минут).
//-----
// Выход из sleep-режима
//-----
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    _nop_ ();
    CLKSEL=0x04;    //SYSCLK = LPOSC (20 МГц).
    DEL10MS();
    while ((CLKSEL & 0x80)==0); //Ожидание установки SYSCLK = LPOSC.
    PMU0CF=0x24;    //Сброс всех флагов и разрешение alarm по RTC.
    SPI0CN0 |= 0x01; //Разрешение SPI.
//-----
```

Теперь по поводу бага при программировании ЖКИ RND0007-PAN-#00. Этот ЖКИ является усовершенствованной версией более старых ЖКИ TI8148 и TIC55. Общим контроллером (драйвером) для этих ЖКИ является ML1001. Эти ЖКИ имеют 8 знакомест, каждое из которых состоит из семи сегментов цифры, сегмента десятичной точки («.») и сегмента «галки» («^»), т.е. всего из 9 сегментов. Таким образом, общее количество сегментов ЖКИ составляет  $8 \times 9 = 72$ . Каждый сегмент кодируется определенным битом, откуда следует, что для заполнения всего ЖКИ требуется передать 72 бита. Так вот, в справочном листке ML1001 указано, что для заполнения всего ЖКИ требуется передать 72 информационных бита и ещё 8 пустых бит, чтобы их общее количество составляло 80. На таком принципе и работают ЖКИ TI8148 и TIC55. В отличие от этих ЖКИ, в RND0007-PAN-#00 требуется передать не 80, а 72 бита, т.е. ровно столько, сколько их требуется для всех его знакомест (по 9 бит каждое), иначе все знакоместа сдвигаются влево, (при этом информация первого знакоместа пропадает), а информация последнего знакоместа становится копией

предпоследнего (в этом и состоит баг). Здесь необходимо добавить, что вначале передаётся бит точки, затем бит галки и далее – 7 бит сегментов цифры. Передача бит знакомест осуществляется задом наперед, или, другими словами, последние переданные 9 бит соответствуют первому (левому) знакоместу на ЖКИ (если точки и галки располагаются снизу).

При программировании чтения по SPI из BME280 автор также обнаружил баг. Он состоит в том, что при чтении идентификационного номера (ID) и калибровочных коэффициентов используется стандартная процедура чтения по SPI, а при чтении показаний АЦП эта процедура дает неадекватные значения. Для объяснения этого эффекта и снятия этого бага сделаем некоторое отступление по поводу стандартных протоколов чтения и записи по SPI.

Для того чтобы записать байт по SPI требуется записать его в регистр SPIODAT, дожидаться установки бита (флага) окончания передачи (SPI0CN0\_SPIF) и сбросить этот бит. Эта стандартная процедура (подпрограмма) приведена ниже.

```
void outspi(uint8_t byte) {
    SPIODAT = byte;           // Вывод байта по SPI
    while (!SPI0CN0_SPIF);   // Ожидание окончания вывода байта
    SPI0CN0_SPIF = 0;        // Сброс флага окончания передачи.
}
```

При чтении байта по SPI требуется записать в SPIODAT ничего не значащий фиктивный (подставной – dummy) байт (например, 0xff), дождаться установки флага SPI0CN0\_SPIF и

сбросить его. Результат чтения будет в регистре SPIODAT. Подпрограмма чтения по SPI приведена ниже.

```
uint8_t inspi() {
    uint8_t byte;
    SPIODAT = 0xff;          // Вывод фиктивного байта.
    while (!SPI0CN0_SPIF);  // Ожидание окончания ввода байта.
    SPI0CN0_SPIF = 0;       // Сброс флага окончания приема.
    byte = SPIODAT;         // Ввод байта в микроконтроллер
    return (byte);
}
```

Возвращаясь к прерванной последовательности изложения, следует пояснить, что сама процедура чтения из области памяти BME280 состоит в том, что вначале требуется записать байт адреса, откуда необходимо

получить информацию (вышеприведенной подпрограммой записи), а затем – прочитать эту информацию (вышеприведенной подпрограммой чтения). Причем, если требуется прочитать несколько (2 и более) подряд рас-

положенных байт, или, другими словами, массив байт (многократное чтение – multiple byte read), нет необходимости перед чтением каждого байта указывать его адрес. Достаточно записать адрес первого элемента массива, и далее просто читать подряд столько раз, сколько элементов в массиве. Другими словами, перед чтением каждого следующего байта происходит автоматическое инкрементирование адреса.

Например, для чтения первого двухбайтного калибровочного коэффициента температуры (в справочном листке он обозначен как `dig_T1`), расположенного по адресам `0x88` (старший байт) и `0x89` (младший байт), необходимо вначале записать адрес старшего байта (`0x88`), а затем произвести двукратное чтение. В этом случае такая процедура чтения работает правильно, и к ней никаких претензий нет.

Иное дело, если требуется прочитать показания АЦП. Эти показания для давления (`ADC_P`), температуры (`ADC_T`) и влажности (`ADC_H`) расположены в памяти `BME280` также подряд, начиная с адреса `0xF7` (старший байт показания давления – `press_msb`). Причем, каждое показание АЦП расположено в трех байтах. Например, показание `ADC_P` расположено по адресам `0xF7` (старший байт), `0xF8` (средний байт – `press_lsb`) и `0xF9` (младший байт – `press_xlsb`). Далее идёт показание `ADC_T`, а за ним – `ADC_H`. Таким образом, все три показания занимают  $3 \times 3 = 9$  байт. Если требуется прочитать подряд все 9 байт, то, применив вышеприведенную процедуру многократного чтения, вначале следует записать в `BME280` адрес первого элемента этого массива, т.е. `0xF7`, а затем осуществить 9-кратное чтение. Однако в этом случае получится полная белиберда. В чём же здесь дело? Как выяснил автор, при записи адреса `0xF7` вышеприведенной подпрограммой записи байта и последующего чтения байта вышеприведенной подпрограммой чтения будет произведена операция чтения не с адреса `0xF7`, а со следующего (`0xF8`). Другими словами, после записи адреса `0xF7` (см. подпрограмму записи) в регистр

`SPI0DAT` сразу же запишется содержимое `0xF7`, а при последующем чтении, после записи фиктивного байта (см. подпрограмму чтения) в `SPI0DAT` запишется содержимое уже следующего байта (`0xF8`), т.е. после записи адреса происходит его автоматическое инкрементирование, и, таким образом, содержимое регистра `0xF7` теряется.

Решить эту проблему можно двумя способами.

Первый способ – после выполнения подпрограммы записи адреса `0xF7` сразу же прочитать содержимое `SPI0DAT` (это и будет содержимое адреса `0xF7`), а затем уже осуществить чтение подпрограммой чтения, в результате чего получим содержимое адреса `0xF8`, и далее прочитать остальные байты стандартным образом.

Второй способ состоит в том, что вначале следует записать (подпрограммой записи) не адрес `0xF7`, а адрес на единицу меньше, т.е. адрес `0xF6`, а затем уже прочитать все 9 байт. Оба способа, как выяснилось, работают, однако второй, по мнению автора, более предпочтителен, поскольку он позволяет воспользоваться стандартными подпрограммами чтения и записи по SPI. Ниже приведен фрагмент основной программы, где показано, как это сделать. Во-первых, вначале следует установить совмещение (объединение) 4-байтного числа (`uint32_t dw`) с массивом из четырех однобайтных чисел (`uint8_t b[3]`) с четырьмя элементами: `b[0]`, `b[1]`, `b[2]` и `b[3]`. Это совмещение требуется, чтобы, с одной стороны, иметь возможность работы с 4-байтным числом (`ADC_P`) для расчетов давления по формулам, приведенным в справочном листке (с учётом калибровочных коэффициентов), с другой – производить однобайтное чтение по интерфейсу SPI (он, как известно, однобайтный). Такое совмещение приводит к тому, что массив из четырех однобайтных чисел `b[3]` и одно 4-байтное число `dw` перераспределяют одно и то же место в памяти. Другими словами, массив `b[3]` строго определяет число `dw` и наоборот, `dw` строго определяет массив `b[3]`. Это совмещение приведено ниже.

```
union {
uint8_t b[3];
uint32_t dw;
}ret;
```

Ниже приведен фрагмент основной программы, в котором осуществляется чтение начиная с адреса 0xF6 (BME280\_REG\_PRESS\_MSB - 1), т.е на единицу меньше адреса старшего байта

```
ret.b[3] = 0x00;
outspi(BME280_REG_PRESS_MSB - 1); //адрес 0xF6
ret.b[2] = inspi(); //содержимое 0xF7.
ret.b[1] = inspi(); //содержимое 0xF8.
ret.b[0] = inspi(); //содержимое 0xF9.
adc_P = (ret.dw >> 4) & 0xFFFFF;
```

•  
•

Таким образом, прочитав все три байта, можно получить правильные показания АЦП (adc\_P) из числа ret.dw. Остальные 6 байт для температуры и влажности читаются аналогично.

Кстати, в справочном листке BME280 в качестве примера приведена последова-

тельности (в начале программы установлена директива #define BME280\_REG\_PRESS\_MSB 0xF7). Самый старший элемент массива (ret.b[3]) не используется, поэтому он должен быть обнулен.

тельность (по времени) многократного чтения по SPI (SPI multiple byte read), как раз начиная с регистра с адресом 0xF6 (Рис. 13 из справочного листка). С учетом вышесказанного на Рисунке 2 приведена эта последовательность со скорректированными адресами.

Старт	Управляющий байт								Байт данных								Байт данных								Стоп
	RW	Регистр адреса (F6h)								Регистр данных – адрес F6h F7h								Регистр данных – адрес F7h F8h							
CSB = 0	1	1	1	1	0	1	1	0	Бит15	Бит14	Бит13	Бит12	Бит11	Бит10	Бит9	Бит8	Бит7	Бит6	Бит5	Бит4	Бит3	Бит2	Бит1	Бит0	CSB = 1

Рисунок 2. Последовательность многократного чтения по SPI (адреса скорректированы).

Перейдем теперь к настройке МК, или инициализации всех его устройств. Эта процедура намного проще написания программы на C51, однако именно она определяет полное функционирование всего МК. Инициализация осуществляется в среде Simplify Studio v.4 в специальном режиме конфигурации.

В общем меню конфигуратора (Рисунок 3) в настройке нуждаются только те устройства, которые отмечены «галками» (остальные устройства по умолчанию отключены).

При нажатии соответствующей кнопки в меню справа будет отражаться окно, в котором нужно выбрать те или иные параметры. При нажатии кнопки Clock Control необходимо выбрать Low Power Oscillator и установить делитель для системной тактовой частоты в единицу SYSCLK/1. При этом значение частоты для SYSCLK установится на 20 МГц (или 20,000,000 Гц, Рисунок 4а). В настрой-

ках для SPI (Рисунок 4б) необходимо разрешить работу SPI (Enabled), установить 3-проводный режим Master (Master 3-wire

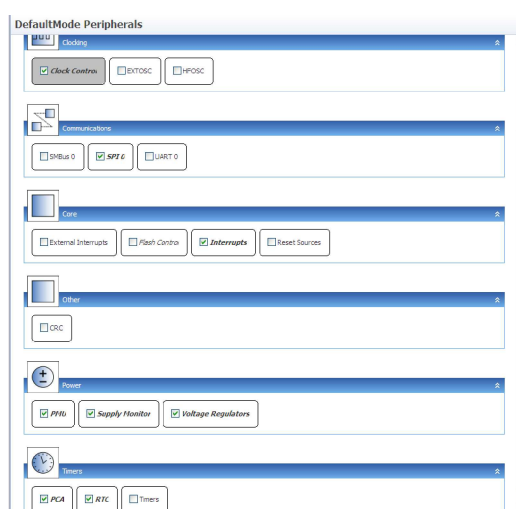
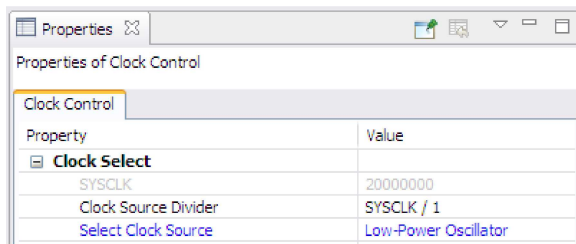
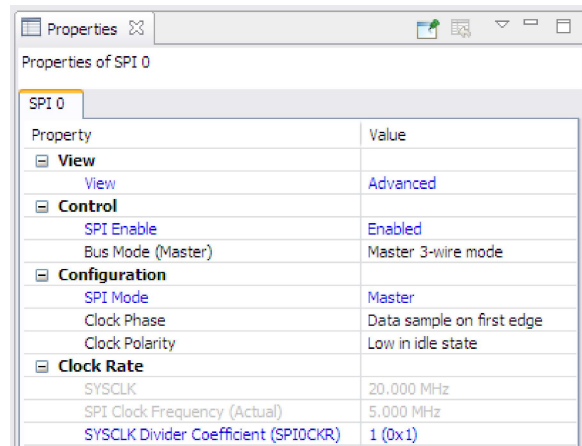


Рисунок 3. Общее меню конфигуратора.

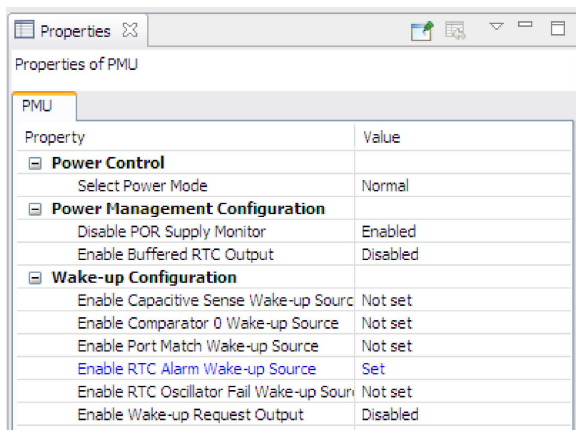




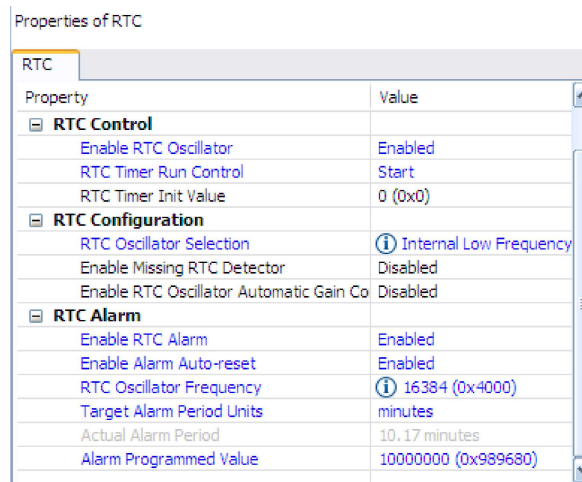
(a)



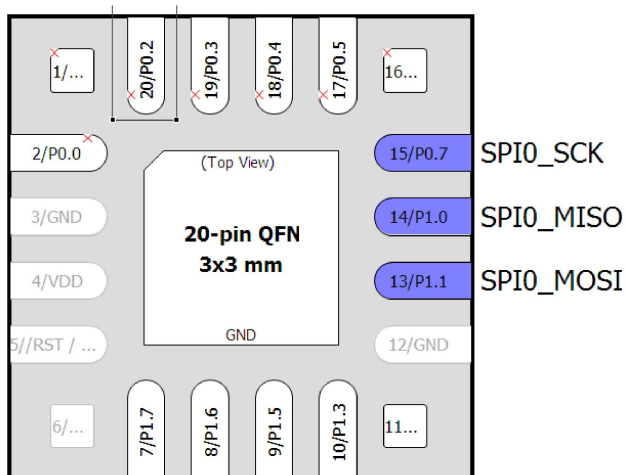
(б)



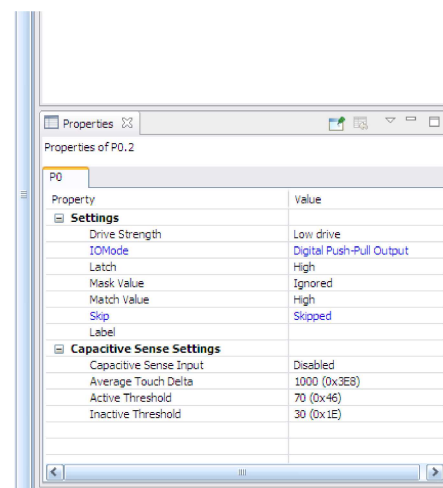
(в)



(г)



(д)



**Рисунок 4.** Конфигурирование устройств МК. (а) – выбор системной тактовой частоты (SYSCLK), (б) – выбор режима работы SPI, в – настройка PMU, (г) – настройка RTC, (д) – настройка портов МК (DefaultMode PortI/O).

mode), установить фазу (Clock Phase) и полярность (Clock Polarity), а также выбрать скорость работы, т.е. в данном случае выбрать коэффициент деления SYSCLK (SPI0CKR) равным единице. В этом случае частота импульсов SCK установится равной 5 МГц. В опциях Interrupts, Supply Monitor и Voltage Regulators необходимо установить запрет (в связи с простотой подробности не показаны). Нажав кнопку PMU, необходимо выбрать разрешение выхода из sleep-режима по тревожному сигналу от таймера RTC (Enable RTC alarm Wake-up Source), отмеченное синим цветом на Рисунке 4в. Это очень важный момент. Если этого не сделать, то после входа в sleep-режим программа «зависнет». И последнее, что необходимо сделать, – это настроить параметры работы RTC в соответствии с Рисунком 4г. Здесь надо добавить, что при работе счетчика RTC от внутреннего микромощного НЧ генератора LFOSC0 частотой около 16 кГц этот счетчик будет считать каждый поступивший импульс не нулевым, а первым битом, или, другими словами, содержимое RTC будет увеличиваться на единицу так, как будто к RTC подключен кварцевый резонатор частотой 32 кГц. Т.е. RTC будет считать в 2 раза быстрее. Поэтому, выбрав программированное значение тревожного сигнала для RTC (Alarm Programmed Value) равное 10,000,000, которое соответствует периоду в 10 минут (Actual Alarm Period – предпоследняя строчка в окне Рисунка 4г), получим, что этот период на самом деле будет равен 5 минутам. Также необходимо разрешить сам тревожный сигнал от RTC (Enable RTC Alarm) и авто-ресет RTC по Alarm'у (Enable Alarm Auto-reset). Опция авто-ресет автоматически сбрасывает (обнуляет) содержимое таймера RTC по достижению максимального значения (5 минут), т.е. RTC не останавливается, а продолжает работу с начала. Кроме того, необходимо разрешить работу RTC (Enable RTC oscillator) и запустить его (RTC Timer Run Control – Start).

```
Program Size: data=121.1 xdata=0 const=0 code=4959
LX51 RUN COMPLETE.  0 WARNING(S),  0 ERROR(S)
```

Из этого сообщения следует, что программа использует практически всю внутреннюю оперативную память (data=121.1 байт), раз-

Далее необходимо перейти в режим настройки портов (Default Mode PortI/O). На экран выведется корпус МК с портами (Рисунок 4д). Опциями skip (пропуск) необходимо «передвинуть» порты интерфейса SPI (SPI0\_SCK, SPI0\_MISO и SPI0\_MOSI) в правую часть корпуса, чтобы их легче было соединить с BME280 – так, как это показано на схеме Рисунок 1 (и на разводке – см. далее Рисунок 5а). «Пропущенные» порты отмечены красными крестиками. Порты P0.1, P0.2 и P0.3, подключаемые к ЖКИ, настроить как цифровые выходы (Digital Push-Pull Output) со слабым токовым выходом (Low drive). При этой опции потребление тока портом существенно снижено. Для наглядности в правой части Рисунка 4д показана конфигурация порта P0.2, отмеченного на корпусе (слева сверху) черным прямоугольником. Порты SPI P0.7(SPI0\_SCK), P1.1(SPI0\_MOSI) и порт P1.2 (вывод 11, CSB) также настроить как Digital Push-Pull Output, а порт P1.0 (SPI0\_MISO) – как цифровой вход (Digital OpenDrain I/O), т.е. выход с открытым стоком (и со слаботочной подтяжкой Pull-ups Enabled).

После того как произведена настройка (конфигурация) всех устройств МК, необходимо нажать кнопку с двойной дискетой в левой верхней строке меню всего экрана, чтобы записать эту конфигурацию на диск.

При этом на C51 сгенерируется текст программы инициализации устройств InitDevice.c (чтобы написать её вручную, да ещё без ошибок, а это несколько страниц текста на C51, уйдёт не один день), к которой будет обращение из основной программы в самом начале её работы. После этого основную программу необходимо оттранслировать, выбрав в меню экрана опцию Project и в отрывшемся окне – подопцию Build Project. После трансляции создастся файл EFM8SB10F8G-A-QFN20\_4.hex, о котором уже упоминалось в начале этого раздела статьи, а в нижней части экрана в специальном окне, отражающем результат трансляции, будет следующее сообщение:

мер которой 128 байт, внешняя дополнительная оперативная память с непрямой адресацией размером 512 байт не используется

(xdata=0), а размер кодовой части программы составляет около 4.8 КБ (code=4959), т.е. укладывается в максимальный размер программной памяти для этого МК, равный 8 КБ.

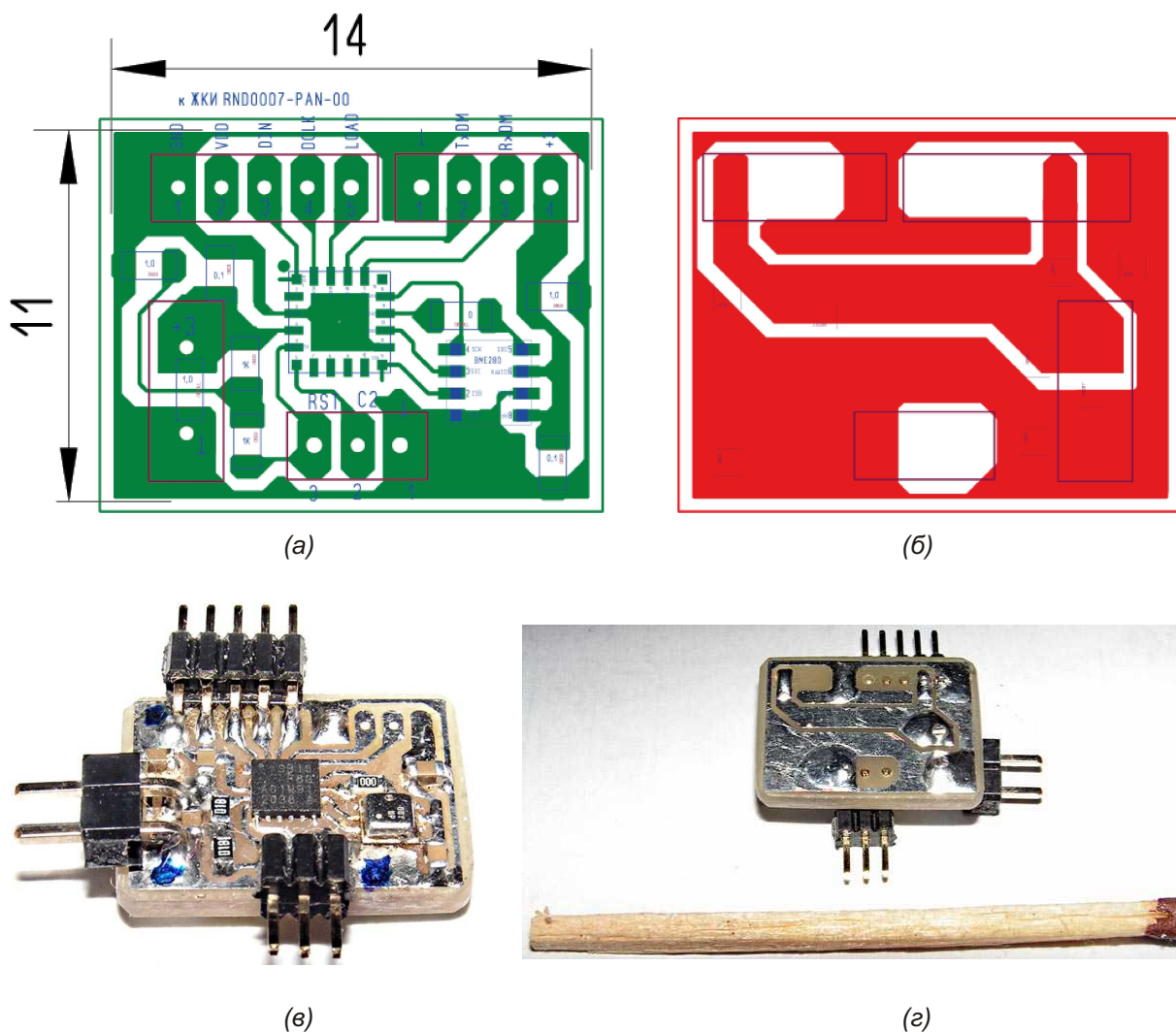
### Разводка платы устройства и её внешний вид

Разводка платы сделана автором с помощью программы SprintLayOut v.6, ссылка на файл разводки в формате \*.lay6 приведена в разделе Загрузки. Из рисунков разведенной платы и её внешнего вида (Рисунок 5) можно заключить, что её разводка очень проста, а сама плата миниатюрна (размер всего 11×14 мм). Здесь следует добавить, что при программировании МК с помощью USB DEBUG адаптера по интерфейсу C2 припаивать разъем для его программирования с

помощью COM-порта компьютера не обязательно. В этом случае в отверстия контактов «земли» и питания (+3 В) этого разъёма необходимо вставить тонкий лужёный медный провод и пропаять его с двух сторон платы (как это видно на Рисунке 5в).

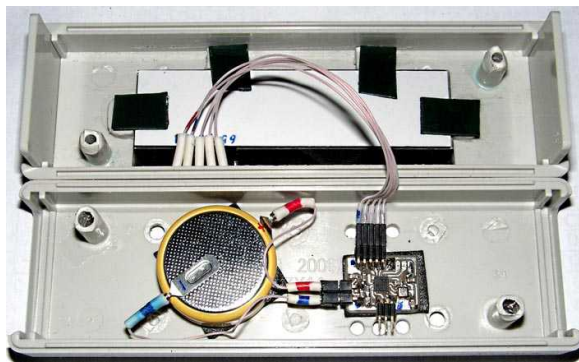
### Конструкция устройства

Прибор сконструирован в корпусе размером 114×35.7×25.8 мм (G535G Gainta). Все стойки, установленные на внутренних поверхностях двух половин корпуса, были удалены, а стойки, предназначенные для скручивания половин корпуса саморезами, были переклеены в места ближе к боковым стенкам, чтобы они не мешали установке ЖКИ, батарейки и платы. Для чтения показаний ЖКИ на лицевой половине корпуса было прорезано



**Рисунок 5.** Разводка и общий вид платы устройства: (а), (в) – вид со стороны расположения компонентов, (б), (г) – вид с обратной стороны.





(а)



(б)

**Рисунок 6.** Конструкция прибора: (а) – вид в открытом корпусе, (б) – общий вид в сборе.

окно, а ЖКИ закреплен на внутренней поверхности этой половины корпуса. К этой поверхности приклеены пластиковые прямоугольные пластины по размеру дисплея, к которым он приклеен полосками, вырезанными из пористой ленты с двусторонним липким слоем. К внутренней поверхности второй половины корпуса такой же лентой приклеены батарейка и плата. Для доступа воздуха к плате в этой же половине корпуса просверле-



**Рисунок 7.** Сравнение показаний устройства с показаниями прибора БМ 2.

ны 6 отверстий (они хорошо заметны на Рисунке 6а). На лицевую поверхность корпуса наклеены полоски бумаги с напечатанными словами «Давление • Влажность • Температура» и символами «мм рт.ст.», «%» и «°С» (Рисунок 6б).

## Результаты работы прибора

Для проверки правильности показаний устройства автор использовал достаточно «древний» прибор БМ 2, которому уже более 40 лет и который работает до сих пор (Рисунок 7). Правда, около 10 лет назад БМ 2 был откалиброван с помощью прецизионного anerоида и прецизионного гигрометра. Как следует из сравнения показаний двух приборов, они показывают приблизительно одинаковые давления (756 мм рт. ст.) и обведенное синим овалом место расположения стрелки, показывающей давление БМ 2 (правее риски 755). Показания же влажности несколько различаются: стрелка, показывающая влажность у БМ 2 (зелёный овал), расположена около риски в 45%, а настоящий прибор показывает влажность 40%. Что касается температуры, то оба прибора показывают приблизительно одинаковые значения (23 °С у настоящего прибора) и конец красной полоски подкрашенного спирта у градусника БМ 2 (между рисок 23 и 24).

Для проверки показания прибора при отрицательных температурах он был помещён в морозилку холодильника приблизительно на полчаса, где показал температуру –9° С (Рисунок 8). Замороженные продукты были отодвинуты к задней стенке морозилки :).



**Рисунок 8.** Показание прибора, помещенного в морозилку холодильника.

## Заключение

Применение МК EFM8SB10 и сопряженно-го с ним по интерфейсу SPI MEMS-датчика



BME280, потребляющих доли мкА в состоянии сна, совместно с 8-разрядным 7-сегментным ЖКИ RND0007-PAN-#00 позволили сконструировать простой и недорогой прибор, измеряющий атмосферное давление, влажность и температуру с обновлением информации раз в 5 минут. Сверхнизкое энергопотребление дало возможность непрерывной работы прибора в течение 5 лет при питании от небольшой литиевой батарейки CR2477 таблеточного типа. [РЛ](#)

## Литература

1. Кузьминов А. Ю. Связь между компьютером и микроконтроллером. Современные аппаратные и программные средства. М.: «Перо». 2018.
2. Кузьминов А. Программирование микроконтроллеров EFM8 с помощью встроенного загрузчика программ. Радио. 2018. № 12.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Bosch Sensortec BME280](#)
2. [Datasheet Silicon Labs EFM8SB10F8-QFN20](#)

## Загрузки

[Дополнительные материалы к статье](#)



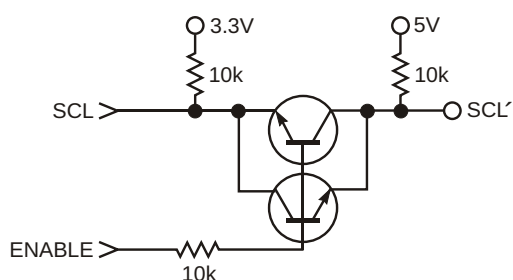
# Двухтранзисторный транслятор заменяет целую микросхему

Jim Hagerman

EDN

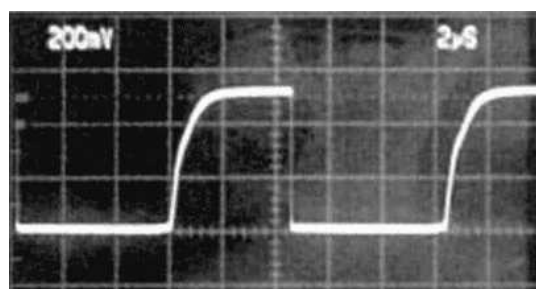
В свое время Linear Technology выпустила микросхему LTC4300 – буфер двухпроводной шины I<sup>2</sup>C, позволяющий в горячем режиме разрывать и соединять линии данных и синхронизации. Эта задача достаточно сложна, потому что микросхема должна работать в двух направлениях, а это означает, что она может одновременно и активно управлять обеими сторонами. Однако, как это иногда бывает, сложную схему можно заменить на простую без особой потери характеристик. Например, в схеме на Рисунке 1 транзисторы и резисторы заменяют целую микросхему. Схема работает только с тактовым сигналом или только сигналом данных.

Основу схемы образуют два n-p-n транзистора, соединенных «голова к голове». Сигналы I<sup>2</sup>C приходят от выходов с открытым коллектором или открытым стоком, поэтому

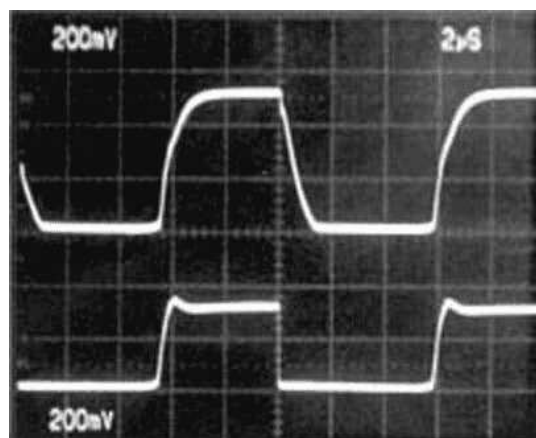


**Рисунок 1.** Эта совместимая с I<sup>2</sup>C схема выполняет функцию буфера и транслятора уровней с поддержкой горячей замены.

могут только опускать логические уровни (принимать ток). Когда уровень сигнала Enable высокий, низкий уровень сигнала SCL управляет эмиттером одного из транзисто-



(а)



(б)

**Рисунок 2.** Работа схемы со стороны системы с напряжением питания 3.3 В (а) и платы с напряжением питания 5 В (б).

ров как усилителем с общей базой. Резистор 10 кОм в базовой цепи обеспечивает ток, достаточный для того, чтобы насытить транзистор и снизить падение напряжения на нем примерно до 0.1 В, тем самым, снижая уровень на другой стороне.

Схема действует как эффективный диод. При низком уровне сигнала Enable сторона горячей замены не влияет на сигнал независимо от приложенного питания. Дополнительным преимуществом этой двухтранзисторной схемы является то, что она действует как преобразователь между двумя логическими уровнями. В данном примере показана буферизация сигналов и трансляция уровней между 3.3-вольтовой системой и 5-вольтовой платой. Для правильной работы схемы напряжение на линии Enable не должно превышать меньшее из двух напряже-

ний питания. Осциллограммы на Рисунках 2а и 2б иллюстрируют работу схемы на частоте 100 кГц. Некоторые выбросы, наблюдаемые на сигнале 3.3 В, обусловлены емкостями р-п переходов транзисторов, но эти небольшие дефекты должны быть допустимы во многих недорогих приложениях. Аналогичные схемы трансляторов уровня описаны в [1] и [2]. [РЛ](#)

## Ссылки

1. Hagerman, Jim, "Two transistors form bidirectional level translator," EDN, Nov 7, 1996, pg 114.
2. Poon, CC, and Edward Chui, "Low-voltage interface circuits translate 1.8V to 5V," EDN, Nov 5, 1998, pg 119.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC4300A-1](#)

# Детектор фотонов гамма-излучения

Bruce Denmark

EDN

Схема на Рисунке 1 содержит PIN-фотодиод, регистрирующий отдельные фотоны гамма-излучения. При обратном смещении фотодиода иногда создается область обеднения. Когда такой фотон попадает в эту обедненную область, возникает небольшой

заряд. Величина этого заряда пропорциональна энергии фотона. Четыре усилителя, следующие за PIN-фотодиодом, усиливают и фильтруют результирующий сигнал. Оконечный компаратор разделяет сигнал и шум. Таким образом, на выходе компаратора обра-

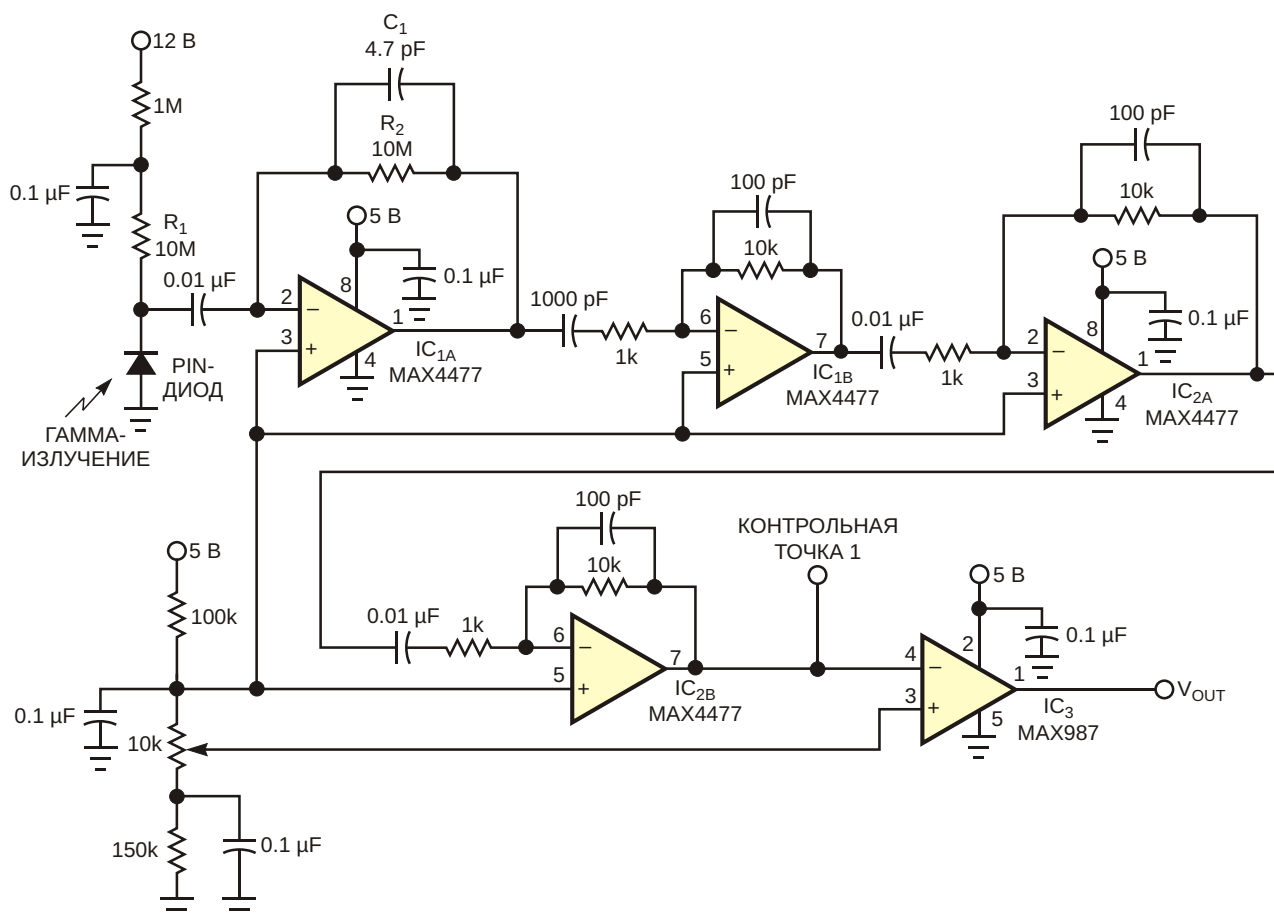


Рисунок 1. Когда одиночные гамма-фотоны с достаточной энергией попадают на PIN-фотодиод в этой схеме, на выходе компаратора возникают положительные импульсы.



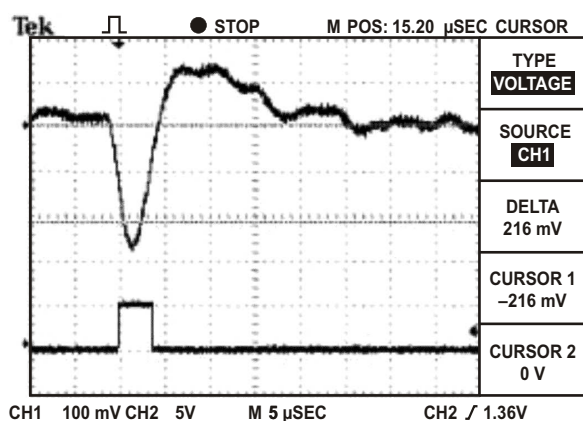
зается положительный импульс каждый раз, когда на фотодиод попадает гамма-фотон с достаточной энергией. Небольшие уровни сигналов делают создание этой конструкции интересной задачей. Для этого требуется схема с очень низким уровнем шумов, поскольку заряды, генерируемые отдельными гамма-фотонами, очень малы, и снижение общего уровня шума позволяет схеме обнаруживать гамма-фотоны с меньшей энергией. Особое внимание следует уделить первому каскаду, наиболее критичному с точки зрения шумов.

Наиболее важным компонентом является PIN-фотодиод, выбор которого часто сопряжен с противоречивыми соображениями. Чувствительность детектора (количество фотонов, обнаруживаемых в данном поле излучения), например, зависит от размера обедненной области, который, в свою очередь, зависит от площади диода и обратного смещения, приложенного к диоду. Поэтому, чтобы максимально увеличить чувствительность, нужно выбрать детектор большой площади с высоким напряжением обратного смещения. Детекторы большой площади, как правило, имеют большую емкость, что увеличивает шумовое усиление схемы. Аналогично, высокое напряжение смещения означает высокий ток утечки. Ток утечки также создает шум. В схеме на Рисунке 1 использован PIN-фотодиод QSE773. Хотя этот фотодиод легкодоступен и недорог, возможно, это не оптимальный выбор. В этом приложении могут хорошо работать некоторые PIN-диоды компании Hamamatsu. Выбор детектора с емкостью от 25 до 50 пФ при приложенном обратном смещении обеспечивает хороший компромисс между чувствительностью и шумом.

Важные факторы, которые необходимо учитывать при выборе операционного усилителя для первого каскада, включают шум входного напряжения, шум входного тока и входную емкость. Шум входного тока находится непосредственно в сигнальном тракте, поэтому операционный усилитель должен свести этот параметр к минимуму. Необходимы операционные усилители с полевыми транзисторами на входах или КМОП. Кроме того, если возможно, входная емкость операционного усилителя должна быть меньше, чем у PIN-фотодиода. При использовании

высококачественного PIN-фотодиода и операционного усилителя с низким токовым шумом и при внимательном отношении к конструкции схемы ограничивающим фактором для шума должен быть шум входного напряжения операционного усилителя первого каскада, умноженный на общую емкость инвертирующего узла операционного усилителя. Эта емкость включает в себя емкость PIN-фотодиода, входную емкость операционного усилителя и емкость конденсатора обратной связи  $C_1$ . Таким образом, чтобы свести к минимуму шумы схемы, нужно минимизировать шум входного напряжения операционного усилителя. Для этой схемы хорошо подходит операционный усилитель MAX4477 (IC<sub>1A</sub>). Он имеет незначительный шум входного тока и низкий шум входного напряжения, значение которого в диапазоне критических частот от 10 до 200 кГц меняется от 3.5 до 4.5 нВ/ Гц. Его входная емкость составляет 10 пФ.

$R_1$  и  $R_2$  вносят одинаковый вклад в шум, поскольку они находятся непосредственно на пути прохождения сигнала. Ток шум резистора обратно пропорционален квадратному корню из сопротивления, поэтому следует использовать резисторы с максимальными сопротивлениями, которые допустимы для схемы. Однако нужно иметь в виду, что токи утечки PIN-диода и операционного усилителя первого каскада накладывают практическое ограничение на то, насколько большим может быть это сопротивление. Максимальный ток утечки микросхемы MAX4477 составляет всего 150 пА, поэтому сопротивление резистора  $R_2$  может быть намного больше показанных на схеме 10 МОм.  $R_1$  также может быть значительно больше, если в схеме используется высококачественный PIN-фотодиод.  $C_1$  влияет на усиление схемы, и меньшие значения емкости улучшают как шумы, так и коэффициент усиления. Чтобы коэффициент усиления не менялся с температурой, необходимо использовать конденсатор с низким температурным коэффициентом емкости. Величина этой емкости также влияет на требования к производству коэффициента усиления на полосу пропускания операционного усилителя. Меньшие значения емкости требуют большего произведения коэффициента усиления на полосу пропускания.



**Рисунок 2.** Осциллограммы показывают сигнал в Контрольной точке 1 схемы на Рисунке 1 (верхняя кривая), когда гамма-фотон попадает на PIN-фотодиод, и результирующий выходной сигнал компаратора (нижняя кривая).

Чтобы убедиться, что схема измеряет гамма-излучение, а не свет, накройте PIN-фотодиод непрозрачным материалом. Чтобы защитить схему от излучения электрической сети, компьютерных мониторов и других посторонних источников, обязательно экранируйте ее заземленным корпусом. Проверить схему можно с помощью недорогого детектора дыма. В детекторах дыма ионизирующего типа используется америций 241,

который излучает гамма-фотоны с энергией 60 кэВ. (Более дорогие фотоэлектрические детекторы дыма не содержат америция). Энергия 60 кэВ близка к шумовому порогу схемы, но гамма-фотон должен быть обнаружен. Осциллограмма на Рисунке 2 показывает типичный результат воздействия гамма-фотона. Верхняя кривая соответствует сигналу в Контрольной точке 1, а внизу – выходной сигнал компаратора. Возможным усовершенствованием была бы замена конденсатора  $C_1$  на конденсатор с цифровой подстройкой, такой как MAX1474, который позволит программировать коэффициент усиления схемы. Точно так же замена механического потенциометра цифровым потенциометром, таким как MAX5403, позволила бы осуществлять цифровую регулировку порога компаратора. Наконец, подключение неинвертирующего входа компаратора к источнику опорного напряжения вместо шины питания 5 В улучшит стабильность порога компаратора. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet onsemi QSE773](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4477](#)
3. [Datasheet Maxim MAX987](#)

# Малопотребляющая схема обнаружения коротких замыканий

W Dijkstra

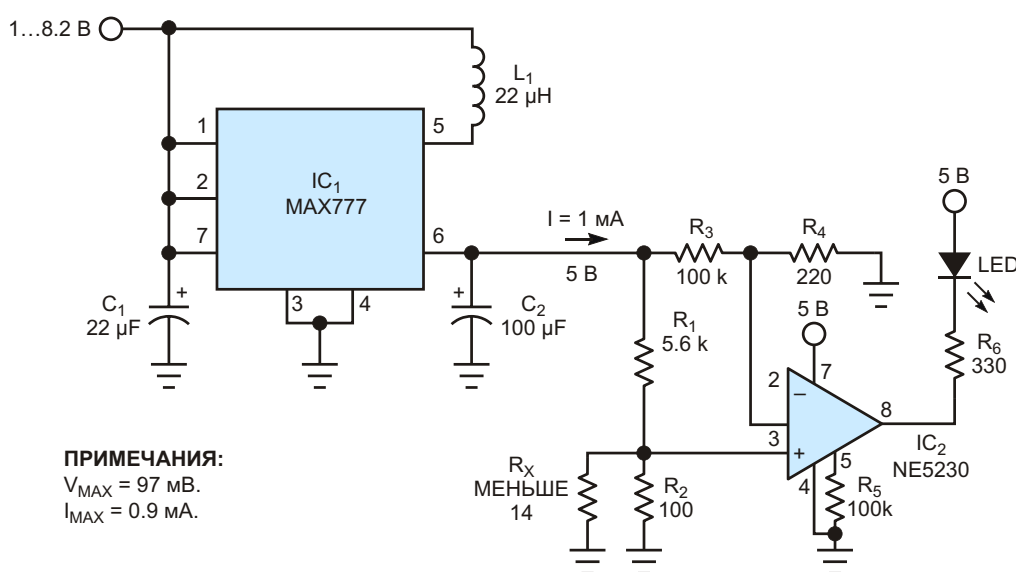
EDN

Иногда возникает необходимость в тестере короткого замыкания, который подает на тестируемое устройство (device under test, DUT) низкий ток, а также использует напряжения ниже 100 мВ для предотвращения проводимости полупроводников. Этим требованиям отвечает схема на Рисунке 1.  $R_1$  ограничивает ток, идущий в DUT, до 0.9 мА. Напряжение на DUT не может превысить значения, установленного делителем  $R_2/(R_1+R_2)$ . Микромощный операционный усилитель NE5230 сравнивает напряжение на резисторе  $R_X$  (представляющем DUT) с напряжением в точке соединения резисторов  $R_3$  и  $R_4$ . Ток,

потребляемым операционным усилителем, можно управлять, меняя сопротивление резистора  $R_5$ ; в этой схеме ток усилителя равен 0.1 мА. Если сопротивление  $R_X$  будет меньше 14 Ом, выходное напряжение операционного усилителя станет низким, и загорится светодиод. Схема получает питание от батареи 1.5 В. Микросхема  $IC_1$  преобразует напряжение батареи в 5 В. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX777](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor NE5230](#)



**ПРИМЕЧАНИЯ:**  
 $V_{MAX} = 97$  мВ.  
 $I_{MAX} = 0.9$  мА.

**Рисунок 1.** Этот детектор короткого замыкания потребляет мало энергии и воздействует на тестируемое устройство низкими токами и напряжениями, чтобы не допустить его повреждения.

# Микроконтроллер формирует аналоговые кривые Гаусса без использования ЦАП

Dev Gualtieri

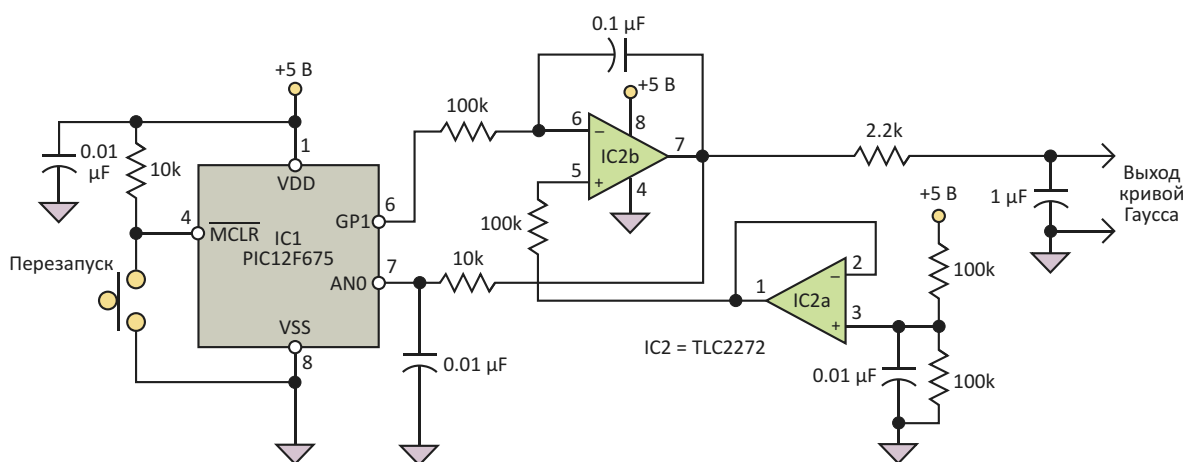
Electronic Design

Результаты лабораторных измерений часто представляются в виде кривых Гаусса, поэтому современное программное обеспечение для сбора данных поддерживает анализ подобной информации, позволяя определять такие параметры, как местоположение пика, амплитуда, площадь и ширина. Хороший тестовый сигнал может быть полезен при разработке такого программного обеспечения, и лучше всего, когда тестовый сигнал напоминает реальные аналоговые данные, включая шум.

Много лет назад, когда я был еще студентом, мы с профессором построили несколько генераторов гауссовых кривых для использования студентами в учебной лаборатории. Поскольку в те времена еще не было недоро-

гих микроконтроллеров, вы можете себе представить сложность такой схемы. Спустя несколько десятилетий мне понадобился генератор гауссовых кривых для проекта по разработке программных средств. Конечно, всегда можно сформировать сигнал произвольной формы с помощью микроконтроллера и цифро-аналогового преобразователя (ЦАП). Хотя недорогие микроконтроллеры содержат аналого-цифровые преобразователи (АЦП) высокого разрешения, ЦАП являются периферийными компонентами.

Простая схема с микроконтроллером (Рисунок 1) формирует аналоговую гауссову кривую без использования ЦАП. Ключом к этой конструкции является то, что большинство микроконтроллеров позволяют динамически



**Рисунок 1.** В схеме генератора гауссовой кривой используется возможность динамического переназначения функций выводов микроконтроллера, согласованно работающего с интегратором на основе операционного усилителя.

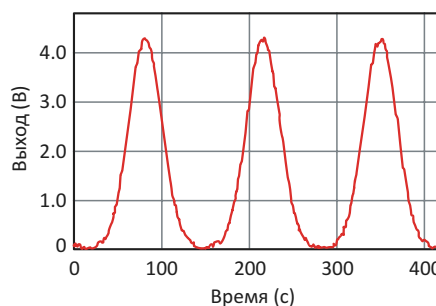


реконфигурировать свои контакты ввода-вывода, чтобы они работали либо как высокоимпедансные входы, либо как выходы. Аналоговое ядро схемы представляет собой интегратор на операционном усилителе (IC2b), опорное напряжение которого устанавливается равным половине напряжения питания с помощью другой половины (IC2a) сдвоенной микросхемы.

Когда выход GP1 микроконтроллера находится в высокоимпедансном состоянии, интегратор IC2b не заряжается и не разряжается, и выходное напряжение остается постоянным. Когда выходное напряжение, считанное аналоговым входом AN0 микроконтроллера, показывает, что требуется большее выходное напряжение, программа устанавливает на выводе GP1 низкий логический уровень, чтобы интегратор заряжался.

При обнаружении слишком высокого напряжения GP1 устанавливается в состояние «лог. 1», и интегратор разряжается. Программа, листинг которой приведен в разделе Загрузки, разработана таким образом, чтобы этот следящий контур демпфировался для предотвращения чрезмерно затянутого «поиска» возле заданного напряжения, как показано на диаграмме выходного сигнала (Рисунок 2).

Rail-to-rail операционные усилители, подобные тому, который используется в этой схеме, плохо работают с сигналами вблизи шин питания, поэтому получение сигнала с истинно нулевым напряжением при однополярном питании невозможно. Лабораторные измере-



**Рисунок 2.** Шум, как видно на этой «ленточной диаграмме» схемы, имитирует на выходе типичный сигнал данных.

ния при работе схемы на высокоимпедансную нагрузку показывают минимальное напряжение около 30 мВ. Кроме того, этот подход к формированию напряжения не будет работать для быстро меняющихся сигналов. Для используемого 4-мегагерцового процессора пределом являются два обновления в секунду.

Внутренняя память микропроцессора PIC12F675 ограничена всего 128 байтами, что позволяет использовать лишь небольшую просмотрную таблицу. Используя линейную интерполяцию соседних точек данных, можно удвоить временное разрешение, а поскольку кривая симметрична, разрешение можно увеличить еще вдвое. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip PIC12F675](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)

## Загрузки

[Листинг программы](#)



# Программируемый инструментальный усилитель на основе плавающего конденсатора и отрицательной постоянной времени

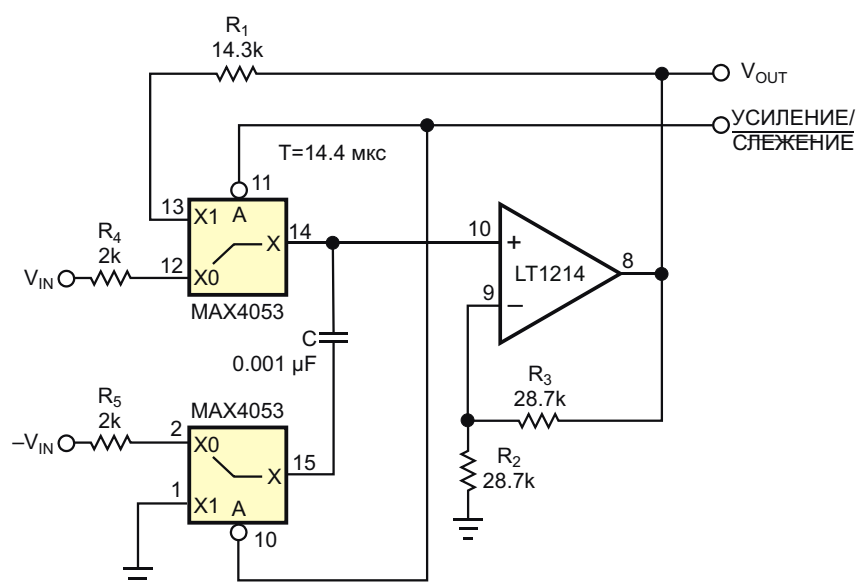
W Stephen Woodward

EDN

Многочисленны и коварны силы тьмы, стремящиеся помешать точному аналого-цифровому преобразованию аналоговых сигналов широкого динамического диапазона. Среди этих гремлинов притаились синфазные шумы напряжения и сигналы, амплитуды которых слишком изменчивы, чтобы полностью использовать входной диапазон АЦП и разрешение преобразования. Проверенные заклинания против синфазного шума – это дифференциальные входы, а изгнать

переменные амплитуды сигналов можно, реализовав усиление с цифровым программированием. Обе полезные функции сочетают в себе инструментальные усилители с цифровым программированием усиления (Рисунок 1).

Такие программируемые усилители выпускаются в монолитном исполнении, например, LTC6915. Но эта статья описывает схему, основанную на концепциях «плавающего» конденсатора, дифференциального входа и



**Рисунок 1.** Поведение схемы с RC цепью по-прежнему остается простым, когда резисторы заменяются активной схемой, синтезирующей отрицательное сопротивление.

экспоненциально нарастающей функции времени, совокупность которых представляет интересную альтернативу.

Работа схемы управляется битом выбора режима УСИЛЕНИЕ/СЛЕЖЕНИЕ. В режиме слежения плавающий конденсатор С подключается к инвертирующему и неинвертирующему выводам дифференциального входа, в результате чего на них оказывается подано входное напряжение  $V_{IN}$ . Переход в режим усиления изолирует С от входа и инициирует регенеративное экспоненциальное усиление входного напряжения с отрицательной постоянной времени. С этого момента [1] и до того, как подключенный АЦП в конечном счете произведет выборку и преобразование выходного напряжения, усиление  $G = V_{OUT}/V_{IN}$  представляет собой экспоненциально нарастающую функцию времени:

$$G = 2^{\frac{t}{10 \text{ мкс}}} - 1$$

Эта новая схема, основанная на преимуществах более ранней конструкции, имеет коэффициент подавления синфазного сигнала (CMR), значение которого не ограничивается ни согласованием сопротивлений резистивной цепочки, ни CMR операционного усилителя. Единственные ограничения связаны с проблемой паразитных емкостей, но эти проблемы можно минимизировать путем тща-

тельной компоновки схемы. Схема имеет rail-to-rail входы, практически неограниченный программируемый коэффициент усиления и разрешение установки усиления, зависящее только от ограничений времени усиления. Кроме того, время установления схемы в 10-100 раз меньше, чем у микросхемы LTC6915, а амплитуда выходного сигнала, которая может достигать  $\pm 10$  В, в два-четыре раза больше, чем у монолитных усилителей с цифровым программированием усиления. Помимо точности по постоянному току выбранного операционного усилителя, единственными ограничителями реальных характеристик схемы являются точность и повторяемость временных параметров при формировании экспоненты, время выборки АЦП и стабильность постоянной времени RC. В демонстрационной схеме при  $T = 14.4$  мкс ошибка времени усиления в 1 нс соответствует ошибке программируемого коэффициента усиления, равной 0.007%. **РЛ**

## Ссылки

1. W Stephen Woodward. [“Усилитель с цифровой установкой коэффициента усиления использует экспоненциально нарастающую характеристику”](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT1214](#)
2. [Datasheet Analog Devices LTC6915](#)
3. [Datasheet Maxim MAX4053](#)

# Усилитель

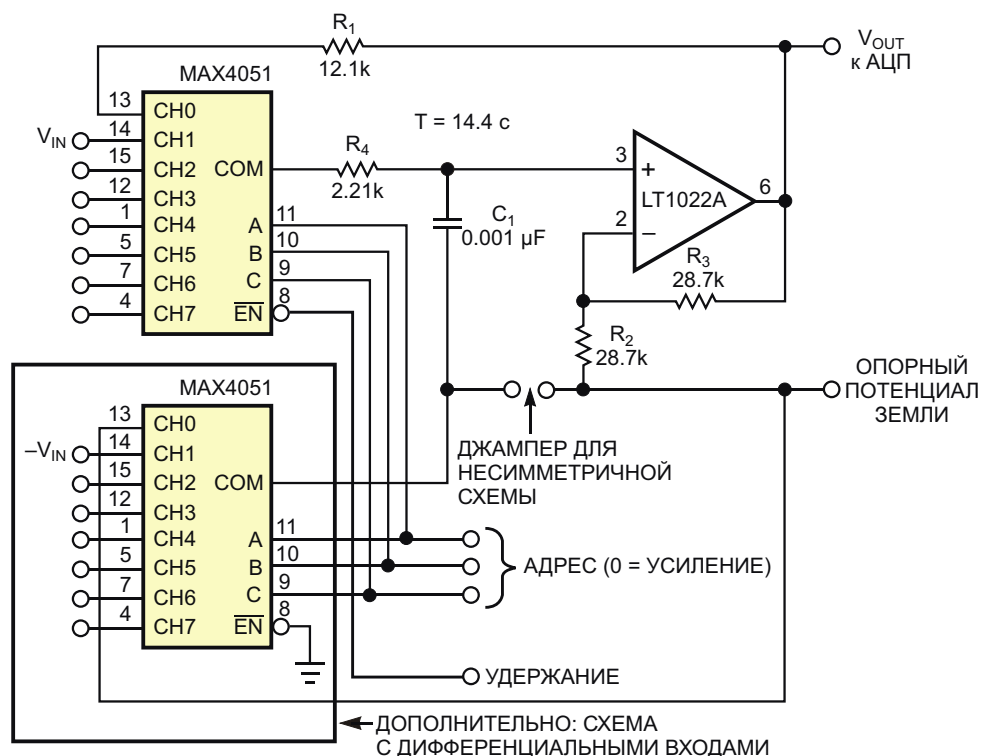
## с мультиплексируемыми входами, программируемым усилением, измерительными входами и функцией слежения и удержания

W Stephen Woodward

EDN

Чтобы наилучшим образом использовать характеристики АЦП, необходимы соответствующие аналоговые интерфейсы обработки сигналов. Классический входной каскад

АЦП общего назначения включает в себя несколько дифференциальных входных каналов, поддерживающих функции цифрового программирования усиления и функции сле-



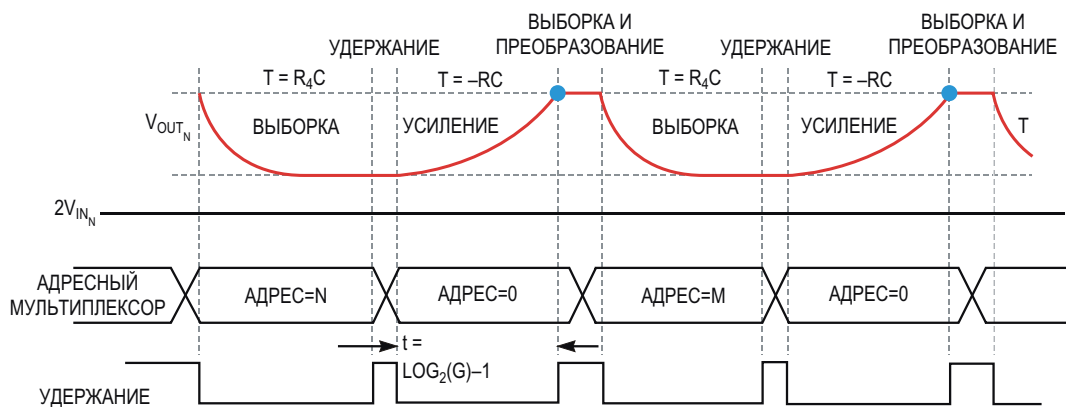
### ПРИМЕЧАНИЯ:

ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ПОСТОЯННАЯ ВРЕМЕНИ  $T = (R_1 + R_4 + 2R_{ON})(C + C_{STRAY})$ .

$$V_{OUT} = V_{IN}[1 + (R_3/R_2)E^{(t/T)}] = V_{IN}2^{(1+v/10)c}$$

Рисунок 1. Этот входной интерфейс АЦП с высокими характеристиками при малом количестве компонентов реализует стандартный набор функций.





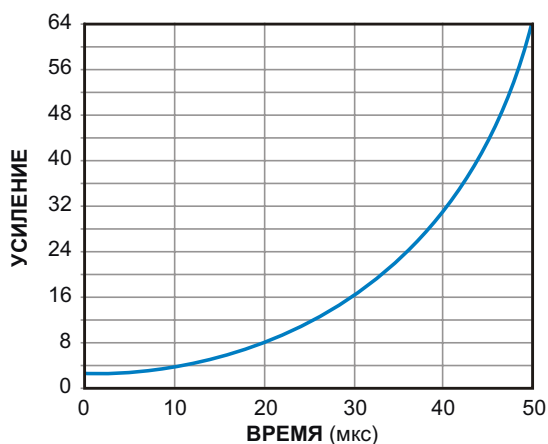
**Рисунок 2.** Разрешение установки усиления, зависит только от разрешения времени усиления.

жения и запоминания. В этой статье представлен новый законченный высокоэффективный входной интерфейс АЦП, реализующий стандартный набор функций с помощью небольшого количества компонентов (Рисунок 1). Однако он также включает в себя концепции дифференциального входа, плавающего конденсатора и экспоненциально нарастающей функции времени, которые описывались в более ранней статье [1]. В данной статье к предыдущей схеме добавлены мультиплексированные входы и универсальная функция слежения и запоминания.

Сбором и формированием сигналов управляют адрес мультиплексора и состояние бита режима удержания. При нулевом состоянии бита удержания и адресе мультиплексора, равном выбранному входному каналу, плавающий конденсатор  $C_1$  подклю-

чается к инвертирующему и неинвертирующему выводам дифференциального входа, в результате чего на них подается входное напряжение. Переключение бита удержания в «лог. 1» изолирует  $C_1$  от входа. Затем адрес мультиплексора становится нулевым, и состояние бита режима удержания возвращается к нулю, инициируя регенеративное экспоненциальное усиление входного напряжения с отрицательной постоянной времени. С этого момента и до того, как удержание повторится, и подключенный АЦП произведет выборку и преобразование выходного напряжения, входное напряжение и выходное напряжение представляют собой экспоненциальные нарастающие функции времени с усилением, равным  $2^{(1+1/10 \text{ мкс})}$ .

Эта новая схема, унаследовавшая преимущества более ранней конструкции, теперь имеет несколько дифференциальных входов измерительного типа. Значение коэффициента подавления синфазного сигнала (CMR) не ограничивается ни согласованием сопротивлений резистивной цепочки, ни CMR операционного усилителя. Проблемы паразитной емкости оказывают влияние на CMR, но эти проблемы можно минимизировать путем тщательной компоновки схемы. Схема имеет rail-to-rail входы и практически неограниченный программируемый коэффициент усиления. Кроме того, разрешение установки усиления зависит только от ограничений времени усиления (Рисунки 2 и 3). Амплитуда выходного сигнала этой схемы может достигать  $\pm 10$  В, что в два-четыре раза больше, чем у монолитных усилителей с цифровым программированием усиления.



**Рисунок 3.** На этом графике коэффициента усиления входного и выходного напряжения показано время, прошедшее с момента перехода от слежения к усилению.

Собственный шум и точность по постоянному току выбранного операционного усилителя, точность и повторяемость времени формирования экспоненты, разрешение установки периода дискретизации АЦП и стабильность постоянной времени RC являются основными факторами, которые ограничивают качество обработки сигналов и точность усилителя, влияя, например, на точность программирования коэффициента усиления, ошибку по постоянному току, шум и джиттер. В этой схеме ошибка времени усиления или джиттер в 1 нс соответствует ошибке про-

граммируемого коэффициента усиления, равной 0.007%. **РЛ**

## Ссылка

1. W Stephen Woodward. Программируемый инструментальный усилитель на основе плавающего конденсатора и отрицательной постоянной времени. РадиоЛоцман, 2022, 07-08, [стр. 54](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1022A](#)
2. [Datasheet Maxim Integrated MAX4051](#)

# Логические элементы «И-НЕ» управляют дренажным насосом

V Gopalakrishnan

EDN

С помощью всего нескольких логических элементов «И-НЕ» можно управлять дренажными и другими насосами, защищающими подвал от затопления или поддерживающими уровень воды в резервуарах. Схема на Рисунке 1 принимает 12-вольтовые сигналы от датчиков нижнего уровня воды  $L_1$  и верхнего уровня  $L_2$ , установленных в подземном резервуаре. Чтобы избежать коротких циклов работы насоса, необходимо отрегулировать величину зазора между этими двумя уровнями. Когда вода достигает максимального уровня  $L_2$ , насос включается. Когда уровень воды падает ниже нижнего уровня  $L_1$ , насос отключается.

Когда резервуар пуст, сигналы датчиков  $L_1$  и  $L_2$  и выход логического элемента D имеют низкие уровни, поскольку выходные сигналы элементов B и A имеют высокие уровни. Когда уровень воды поднимается и замыкает контакты датчика  $L_1$ , выходное напряжение элемента D остается прежним. Если уровень воды продолжает повышаться и закорачивает датчик  $L_2$  на 12 В, выходной сигнал элемента A становится низким, и выход логического элемента D переключается в состояние «лог. 1». В результате на выходе логического элемента B устанавливается «лог. 0», который включает твердотельное реле, и дренажный насос запускается [1]. Одновремен-

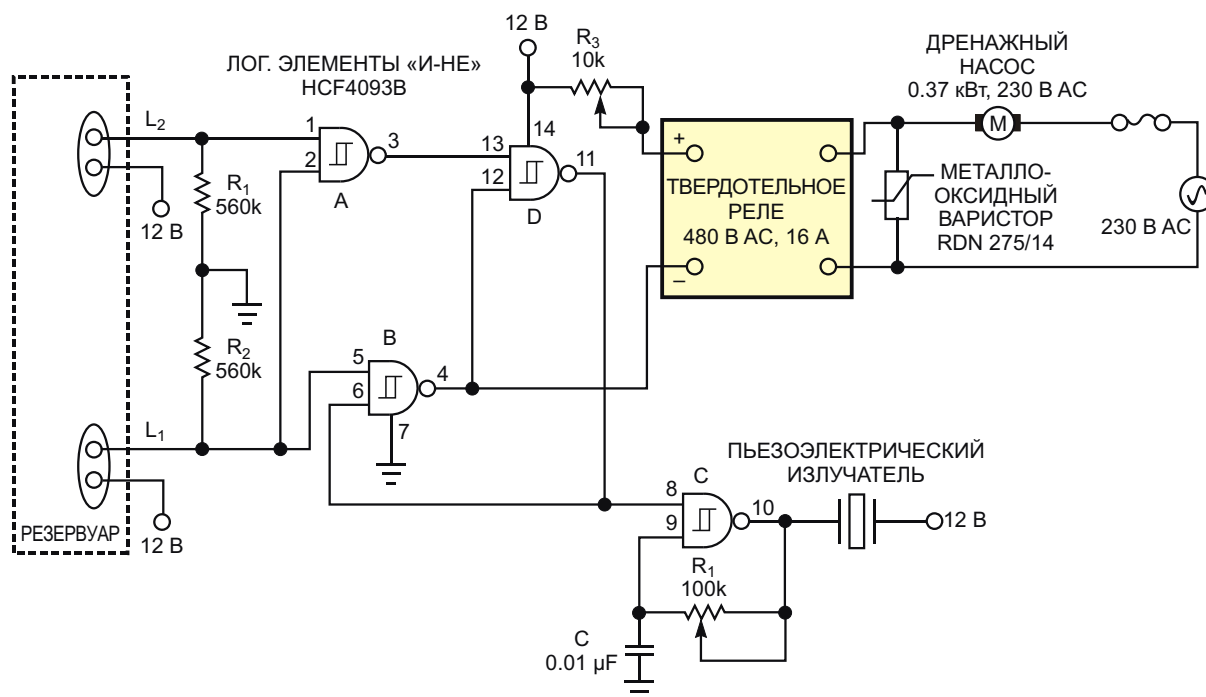


Рисунок 1. В контроллере дренажного насоса для управления твердотельным реле используются четыре логических элемента «И-НЕ».

но высокий уровень на выходе элемента D включает стробируемый генератор, и пьезоэлектрический излучатель начинает издавать звук.

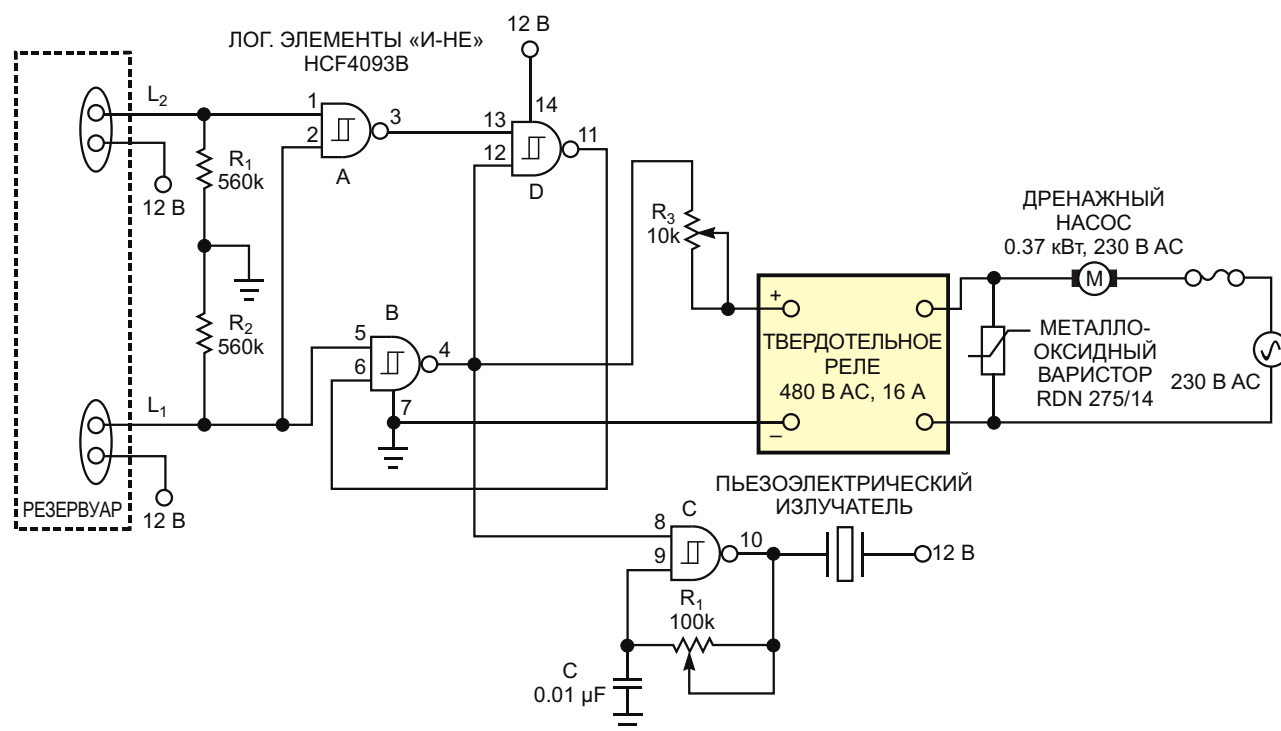
Когда уровень воды опускается ниже датчика  $L_2$ , насос удерживается во включенном состоянии защелкой, образованной логическими элементами В и D. Если уровень воды падает ниже датчика  $L_1$ , напряжение на выходе элемента В становится высоким, и насос отключается. На выходе логического элемента D появляется «лог. 0», генератор останавливается, и излучение звука прекращается.

В схеме используются логические элементы «И-НЕ» с триггерами Шмитта на входах HCF4093B для формирования фронтов медленных сигналов. Сопротивление входного резистора  $R_1$  равно 560 кОм. Проверка схемы с помощью стакана фильтрованной воды показала повышенную проводимость грунтовых вод. Допустимо увеличение сопротивления входного резистора при условии учета падения напряжения на нем, обусловленного входным током утечки. В твердотельном реле для управления нагрузкой двигателя могут содержаться встречно-параллельно соединенные тиристоры, схемы управления моментом включения и снабберные цепи [2].

Номинальное напряжение твердотельного реле должно вдвое превышать рабочее напряжение, а допустимый ток должен быть в 5-10 раз больше номинального тока двигателя, чтобы выдерживать  $dV/dt$  и импульсные токи. Нужно также использовать быстродействующие плавкие предохранители или полупроводниковые предохранители с номинальным током менее установленного для твердотельного реле параметра  $I^2t$ , где  $I$  – ток, а  $t$  – продолжительность протекания тока в секундах. Параметры твердотельного реле должны соответствовать характеристикам двигателя.

В качестве датчиков в этой схеме используются изолированные одножильные медные провода большого сечения с зачищенными концами. Провода датчика можно присоединить к двусторонним фарфоровым клеммным соединителям, помещенным в корпус и размещенным в верхней части резервуара. Также можно использовать любой другой провод из хорошо проводящего и некорродирующего материала. Источник питания должен быть плавающим.

После небольших изменений схема на Рисунке 2 может выполнять несколько иную функцию. Предположим, у нас есть резерву-



**Рисунок 2.** Подключение потенциометра к логическому элементу В позволяет создать контроллер уровня воды.

ар, в котором мы хотим поддерживать определенный уровень воды или любой проводящей жидкости. Установим датчики  $L_1$  и  $L_2$  в резервуаре точно так же, как в схеме на Рисунке 1. Включение питания приведет к тому, что насос начинает заполнять резервуар жидкостью. Когда ее уровень достигнет датчика  $L_2$ , насос выключится. Насос будет оставаться выключенным до тех пор, пока уровень воды не опустится до датчика  $L_1$ . Когда уровень упадет ниже  $L_1$ , насос снова начнет заполнять бак, пока вода не достигнет датчика  $L_2$ . Пьезоэлектрический излучатель будет оповещать о том, что насос работает.

Можно также управлять насосами с трехфазными двигателями, используя трехфаз-

ные твердотельные реле или подходящие по току и напряжению однофазные реле. В последнем случае входы двух твердотельных реле следует соединить последовательно. Одно твердотельное реле в каждой фазе управляет двумя фазами, а третья фаза подключается напрямую. **РЛ**

## Ссылки

1. "Solid-state relay applications," Western Reserve Controls.
2. "Single-phase SSRs," ERI Solid State Relays, 2007.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)



# Мощный шунтовой регулятор на основе биполярного транзистора и микросхемы ИОН

Chris Toliver

EDN

Некоторые источники опорного напряжения (ИОН) можно использовать в качестве шунтовых регуляторов, либо соединив вместе вход и выход, либо оставив вход неподключенным. Однако выходные токи этих устройств очень малы, и в типичном случае ограничены значением 10 мА. Стандартные стабилитроны выполняют ту же функцию и могут работать с мощностями примерно до ватта, но их серьезным недостатком является высокое последовательное сопротивление.

Источник опорного напряжения AD584 вместе с внешним проходным транзистором, таким как NTE244, позволяет синтезировать шунтовые регуляторы, способные выдерживать мощность до 50 Вт. Схема, показанная на Рисунке 1, может использоваться для ограничения бросков сильноточных импульсов большой длительности или в качестве плавающей последовательной цепи гашения напряжения.

Микросхема AD584 сочетает в себе прецизионный ИОН на основе ширины запрещенной зоны кремния, усилитель ошибки и цепь обратной связи. Прямой доступ к входу ИОН позволяет заместить внутреннюю обратную связь внешней цепью обратной связи. Результатом является стабильное напряжение между клеммами  $V_+$  и  $V_-$ .  $R_{13}$  и  $R_{EB}$  задают нужное смещение для микросхемы AD584. Блокировочные конденсаторы 10 нФ и 0.1 мкФ обеспечивают устойчивость работы схемы.

$R_{SCALE}$  можно найти из формулы:

$$V_{OUT} = V_{V_{BG}} \frac{R_{SCALE}}{R_{BG}} + 1.$$

где  $V_{BG} = 1.22$  В – напряжение на резисторе  $R_{BG}$ .

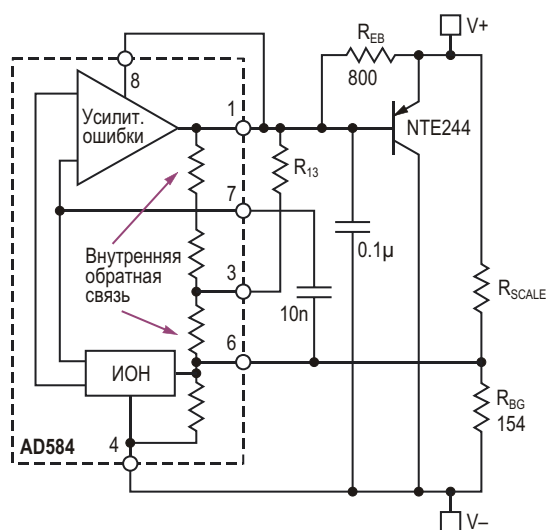


Рисунок 1. Мощный шунтовой регулятор.

Согласно техническому описанию, внутренние резисторы обратной связи микросхемы AD584 имеют сопротивления 36 кОм и 12 кОм, а требуемое напряжение на выводе 3 равно  $V_{-} + 2.5 \text{ В}$ . Таким образом,  $R_{13}$  можно найти из формулы:

$$\frac{12 \text{ кОм}}{12 \text{ кОм} + (36 \text{ кОм} \parallel R_{13})} (V_{-} + V_{\text{EB}}) = 2.5 \text{ В},$$

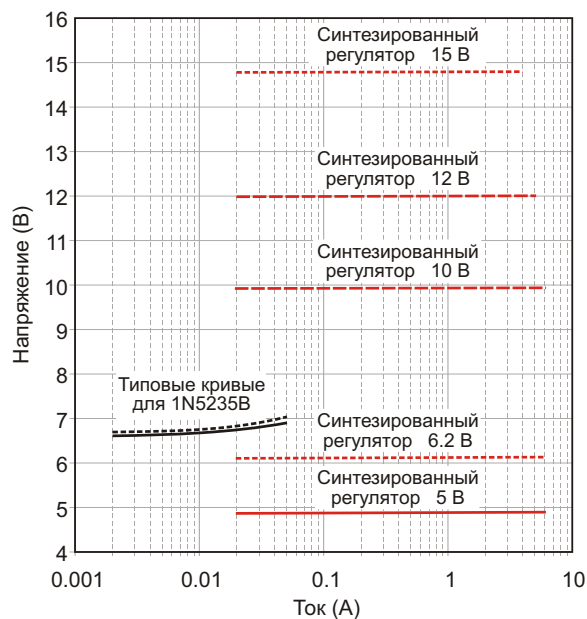
где  $V_{\text{EB}}$  – напряжение на резисторе  $R_{\text{EB}}$ . Эта формула упрощается до:

$$R_{13} = 36 \text{ кОм} \cdot \frac{V_{-} + 2.5 - V_{\text{EB}}}{V_{-} - V_{\text{EB}}}.$$

Для транзистора NTE244  $V_{\text{EB}} = 1.5 \text{ В}$ , и формула принимает вид:

$$R_{13} = 36 \text{ кОм} \cdot \frac{V_{-} + 4}{V_{-} - 1.5}.$$

График на Рисунке 2 показывает результаты для пяти значений выходного напряжения. Схема без проблем пропускает ток 5 А при пониженных напряжениях или выдерживает от 50 до 60 Вт при более высоких выходных напряжениях, разумеется, при условии надлежащего отвода тепла и снижения температуры силового устройства NTE244. Обратите



**Рисунок 2.** Сравнение характеристик стабилизатора и синтезированного шунтового регулятора.

внимание, что схема стабилизирует напряжение намного лучше, чем стабилизатор, работающий в гораздо более широком диапазоне токов. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD584](#)
2. [Datasheet NTE Electronics NTE244](#)
3. [Datasheet Vishay 1N5235B](#)

# Низковольтный транслятор напряжения 1.8 В в 5 В

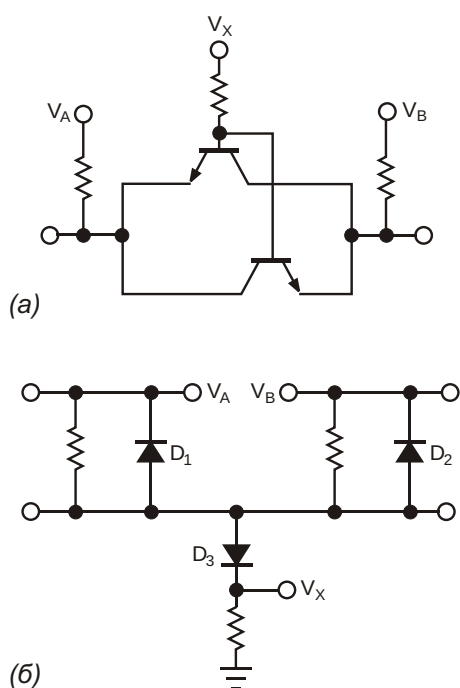
CC Poon, Edward Chui

EDN

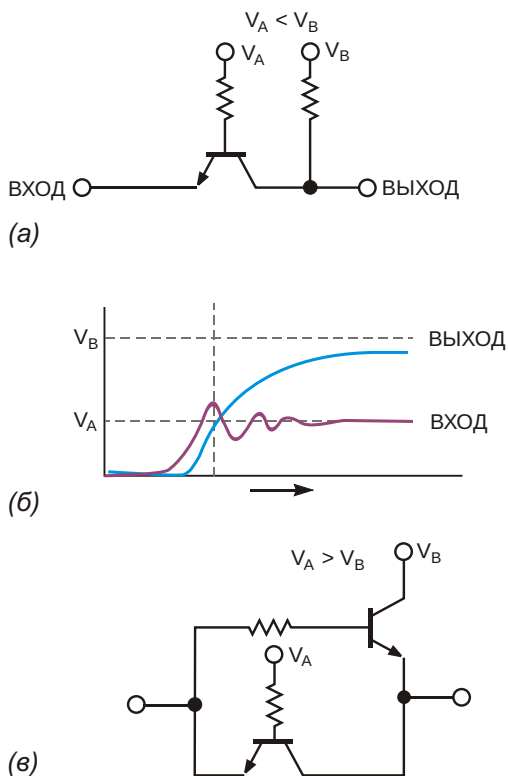
Сопряжение двух систем, работающих при двух произвольных напряжениях, является сложной задачей; нет никакой гарантии, что одна сторона работает при напряжении более высоком, чем другая. Обычно интерфейс представляет собой схему с открытыми коллекторами или открытыми стоками, в которой всего два транзистора соединены встречно-параллельно (Рисунок 1а).  $V_x$  – это наименьшее из двух рабочих напряжений. Если известно, на какой стороне рабочее напряже-

ние ниже, конструкция интерфейса проста. На какой бы стороне рабочее напряжение не было более низким, схема должна сделать это напряжение доступным. Такую схему можно сделать на основе диодов, без использования операционного усилителя (Рисунок 1б). Для большинства приложений хорошо подходит диод 1N4148. Если необходимо работать с более высокими токами, можно использовать 1N4001. Если более низкое рабочее напряжение составляет порядка 1 В,  $D_3$  должен быть диодом Шоттки, таким как 1N5817 или MMBD701, а  $D_1$  и  $D_2$  могут быть обычными диодами с р-п переходом.

Когда требуется однонаправленное преобразование уровня, можно использовать половину схемы с открытым коллектором, что эквивалентно простому вентилю ТТЛ. Эта схема несложна и имеет высокое быстродействие (Рисунок 2а). На реальной печатной плате при управлении одной стандартной нагрузкой, имеющей общую емкость примерно от 10 до 20 пФ, наблюдаемые на осциллографе времена нарастания и спада малы. Характеристики схемы лучше, чем у традиционного биполярного инвертора, для облегчения выключения которого требуется компенсирующий конденсатор. (Замена биполярного транзистора на MOSFET обогащенного типа позволяет исключить конденсатор, но приводит к увеличению времени нарастания и спада и увеличению задержки). В этой похожей на ТТЛ схеме используются только подтягивающие резисторы, что может дополнительно сэкономить место на печатной плате, позволяя использовать несколько подтягивающих резисторов, объединенных в одной сборке.

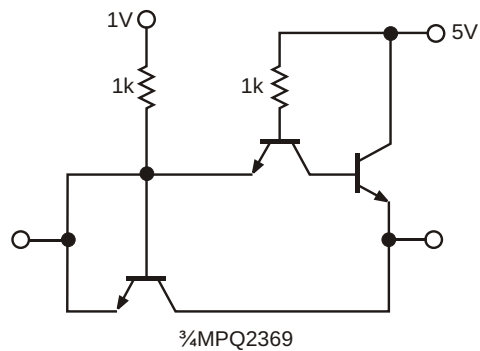


**Рисунок 1.** В качестве интерфейса между двумя системами, работающими при двух произвольных напряжениях, обычно используется схема с открытыми коллекторами или открытыми стоками (а). Схема на основе диода (б) может определять более низкое рабочее напряжение.



**Рисунок 2.** Для однонаправленного преобразования уровня требуется половина схемы с открытым коллектором (а). При переходе от низкого уровня к высокому RC-эффекты не проявляются до тех пор, пока выходное напряжение не поднимется до уровня примерно на 0.5 В более низкого, чем наименьшее напряжение питания (б). Схема также пригодна для преобразования высокого напряжения в низкое ( $V_B < V_A$ ), а подтягивающий резистор можно заменить активным элементом (в).

При переходе от высокого логического уровня к низкому задержка обусловлена только временем включения транзистора. При переходе от низкого уровня к высокому RC-эффекты не проявляются до тех пор, пока выходное напряжение не поднимется до уровня примерно на 0.5 В более низкого, чем наименьшее напряжение питания  $V_X$  (Рисунок 2б). До этого момента выходное напряжение отслеживает входное, за вычетом напряжения насыщения транзистора, что аналогично каскадному усилителю. Эффект выключения насыщенного транзистора не проявляется, за исключением случаев трансляции напряжений ниже 1 В в уровень 5 В.



**Рисунок 3.** При управлении буфером 74AC541 лучший из испытанных в лаборатории трансляторов уровня 1 В в 5 В, в котором использовались три четверти транзисторной сборки MPQ2369, обеспечивает типовую симметричную задержку 6 нс.

Похожая на логический элемент ТТЛ схема на Рисунке 2а также хорошо работает в преобразователе высокого напряжения в низкое ( $V_B < V_A$ ). При переходе от высокого логического уровня к низкому задержка обусловлена лишь временем включения транзистора. Для увеличения нагрузочной способности подтягивающий резистор можно заменить активным транзистором (Рисунок 2в). Необходимо обратить внимание на пробивное напряжение база-эмиттер, которое не должно быть превышено, так как это приведет к преждевременному выходу транзистора из строя. Для большинства малосигнальных транзисторов типичное значение пробивного напряжения составляет от 4 до 5 В. Поэтому следует соблюдать осторожность при трансляции 12 В в более низкое напряжение 5 В, например, сигналов аналоговых схем КМОП в уровни 5-вольтовой логики.

Для лучшего быстродействия схемы можно использовать импульсные транзисторы от MPS2369A до MPS3646. Для малопотребляющих приложений можно использовать 2N3904 или BC547. Если необходима активная подтяжка, резистор можно заменить транзистором 2N5458. При управлении буфером 74AC541 лучший из испытанных в лаборатории трансляторов уровня 1 В в 5 В, в котором использовались три четверти транзисторной сборки MPQ2369, обеспечивает типовую симметричную задержку 6 нс (Рисунок 3). **РЛ**

# Немного начальной математики для создания недорогого нелинейного интерфейса термопары

Robert S. Villanucci

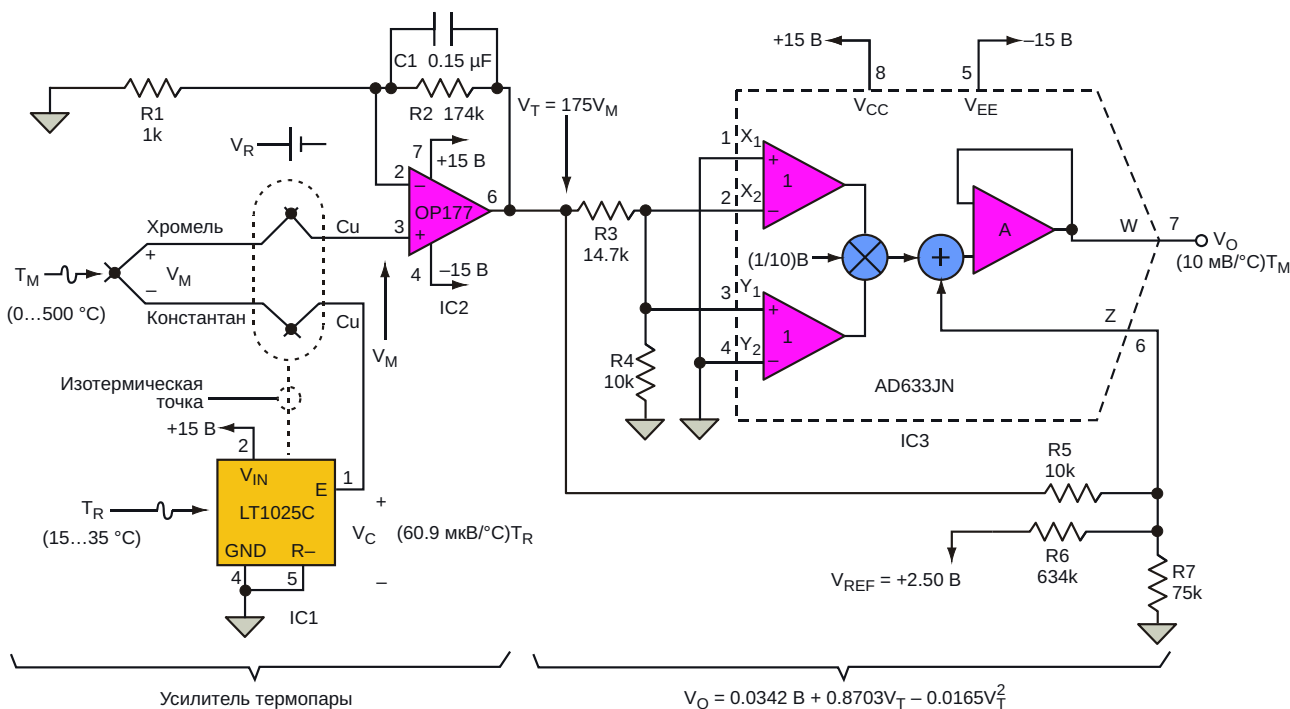
Electronic Design

При измерениях и в контурах управления процессами часто используются 8-битные микроконтроллеры. Устройства недороги, широко доступны и могут программироваться на многих популярных языках высокого уровня, таких как C и Basic. Однако если в петле управления требуется использование нелинейного датчика, разработчик сталкивается с дополнительной проблемой, связанной с необходимостью разработки программного алгоритма линеаризации.

Одно из решений заключается в аппаратной реализации кривой для выполнения тре-

буемой аппроксимации до того, как выходной сигнал датчика будет подан на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) микроконтроллера. Это решение особенно привлекательно тогда, когда память процессора ограничена, а стоимость и количество компонентов нужно сохранить низкими. Дополнительным преимуществом является меньшая площадь печатной платы.

Примером может служить схема, показанная на Рисунке 1, в которой для измерения температур с ожидаемым диапазоном изменения от 0 °C до 500 °C используется термо-



**Рисунок 1.** Для выполнения требуемой аппроксимации кривой для нелинейного датчика вместо программного алгоритма линеаризации в этой схеме используется аппаратное решение.



пара типа E. Выходной сигнал схемы изменяется в диапазоне от 0 до 5 В, в соответствии с полным диапазоном входных сигналов АЦП, и может быть выражен в виде уравнения линейной системы:

$$V_o = \frac{10 \text{ мВ}}{^{\circ}\text{C}} T_m. \quad (1)$$

Секция усилителя сигнала термопары состоит из компенсатора холодного спая IC1, операционного усилителя IC2 и сопутствующих цепей. IC1 отслеживает температуру окружающей среды  $T_R$  и добавляет корректирующее напряжение  $V_C$  для компенсации напряжения холодного спая  $V_R$ , возникающего при присоединении выводов хромель-константановой термопары к медным контактным площадкам печатной платы. Затем IC2 усиливает зависящий от температуры сигнал термопары  $V_M$  на 175 для получения  $V_T$  перед линеаризацией. Коэффициент усиления 175 устраняет необходимость в дополнительном усилении во время подбора кривой.

Фильтр нижних частот C1-R2 с полюсом на частоте примерно 6 Гц подавляет шумы источника питания.

Для создания нелинейной математической зависимости между выходным сигналом усилителя термопары  $V_T$  и входным сигналом АЦП  $V_o$  можно использовать электронную таблицу Excel. В Таблице 1 для 11 температур (от 0 °С до 500 °С с шагом 50 °С) показаны соответствующие термоэлектрические напряжения  $V_M$ . Значения напряжений  $V_M$  были взяты из справочной таблицы для стан-

**Таблица 1.** Термоэлектрические напряжения  $V_M$  для различных значений температуры

$T_m$ (°C)	$V_M$ (В)	$V_T = 175V_M$ (В)	$V_o$ (В)
0	0	0	0
50	0.003047	0.533225	0.5
100	0.006317	1.105475	1
150	0.009787	1.712725	1.5
200	0.013419	2.348325	2
250	0.017178	3.00615	2.5
300	0.021033	3.680775	3
350	0.024961	4.368175	3.5
400	0.028943	5.065025	4
450	0.03296	5.768	4.5
500	0.036999	6.474825	5

дартной термопары типа E. Также показаны напряжения  $V_T$  и  $V_o$ , которые наносились на график с использованием программной функции рассеяния XY. Формула для  $V_o$  создавалась с использованием линии тренда, полученной программным путем:

$$V_o = 0.0342 V + 0.8703 V_T + 0.0165 V_T^2. \quad (2)$$

Этот полином второго порядка реализуется аналоговым умножителем IC3 и пятью однопроцентными резисторами:

$$V_o = a + bV_T + cV_T^2. \quad (3)$$

Четыре входа (X и Y) микросхемы IC3 подключены таким образом, чтобы сформировать квадратичный член полинома, который на выходе будет масштабирован 1:10 внутренними цепями микросхемы. Сравнивая коэффициенты членов полинома, видим, что  $c$  должно быть равно 0.0165. Поскольку резисторы R3 и R4 образуют делитель, ослабляющий напряжение  $V_T$ ,  $c$  можно выразить как:

$$c = \frac{1}{10} \frac{R4}{R3 + R4}. \quad (4)$$

Затем можно найти сопротивление R3, подставив  $c = 0.0165$  и выбрав значение R4, которое для этой схемы было выбрано равным 10 кОм.

Резисторы R5, R6 и R7 образуют пассивный сумматор, формирующий член постоянного смещения полинома  $a$  и коэффициент при линейном члене  $b$  в формуле (3). Выходное напряжение пассивного сумматора подается непосредственно на вход Z микросхемы IC3, в результате чего к квадратичному члену добавляются смещение и коэффициент при линейном члене. Еще раз сравнивая коэффициенты членов полинома, видим, что  $a$  (3) должно быть равно 0.0342 В (2). Это можно выразить как:

$$a = \frac{bV_{REF}R5}{R6}. \quad (5)$$

Чтобы спроектировать эту часть пассивного сумматора, стабильное опорное напря-

жение  $V_{REF}$  было выбрано равным 2.500 В, сопротивление резистора R5 – 10 кОм, а затем из (5) было рассчитано значение R6.

И наконец, сравнив  $b$  в (3) с соответствующим значением 0.8703 в (2), можно выразить линейный коэффициент  $b$  как:

$$b = \frac{1}{1 + \frac{R5}{R7} + \frac{R5}{R6}} \quad (6)$$

Чтобы найти сопротивление последнего компонента R7, эта формула преобразована:

$$R7 = \frac{R5 R6}{\frac{1}{b} - \frac{R5}{R6}} \quad (7)$$

Мы проверили схему, заменив термопару источником напряжения с низким выходным сопротивлением, чтобы имитировать  $V_M$ . Погрешность выходного напряжения  $V_O$  микросхемы IC3 составила в худшем случае около 3.4 °C при 0 °C ( $V_O = 0.034$  В) и –1.8 °C при 500 °C ( $V_O = 4.982$  В), то есть, при напряжении полной шкалы. При 250 °C было зарегистрировано среднее значение ошибки 0.2 °C ( $V_O = 2.502$  В). **РЛ**

### Ссылка

1. ["IC Generates Second-Order Polynomial,"](#) Electronic Design, Aug. 5, 1993, p. 83.

### Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD633](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1025](#)
3. [Datasheet Analog Devices OP177GS](#)

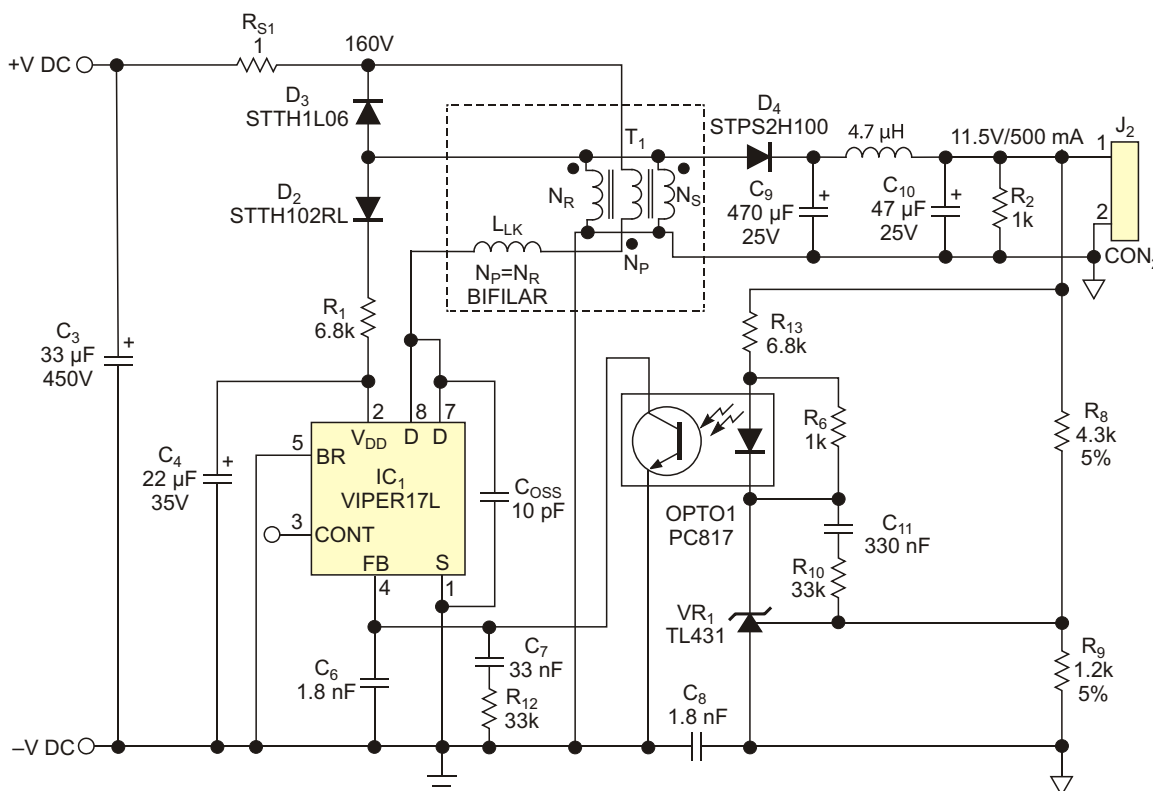
# Обмотка рекуперации энергии утечки питает DC/DC преобразователь

Todor Arsenov

EDN

Одним из эффективных пассивных средств, которые можно использовать для подавления звона и ограничения перенапряжений, вызванных утечкой энергии в обратном ходовом трансформаторе, является реализация рекуперирющей обмотки, наматываемой бифилярно с первичной обмоткой. Это тот же

метод, который обычно используется для размагничивания трансформатора в прямоходовых преобразователях. Безусловно, эта обмотка имеет сильную магнитную связь с первичной обмоткой, но после перенаправления энергии утечки обратно на вход технически это все равно вторичная обмотка. Поэтому она также

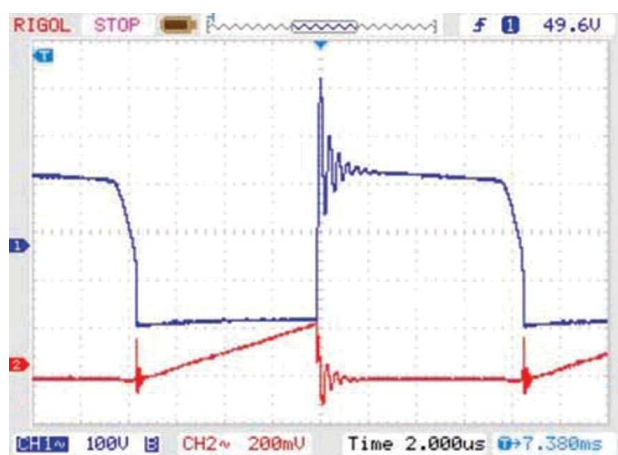


**Рисунок 1.** Бифилярная размагничивающая обмотка, добавленная к трансформатору обратного ходового преобразователя, шунтирует выходную емкость  $C_{OSS}$  силового ключа, направляет энергию утечки обратно в шину питания; и ограничивает напряжение ключа во время его перехода в выключенное состояние. Затем, подключенная к выводу питания преобразователя, эта обмотка работает как обмотка питания.

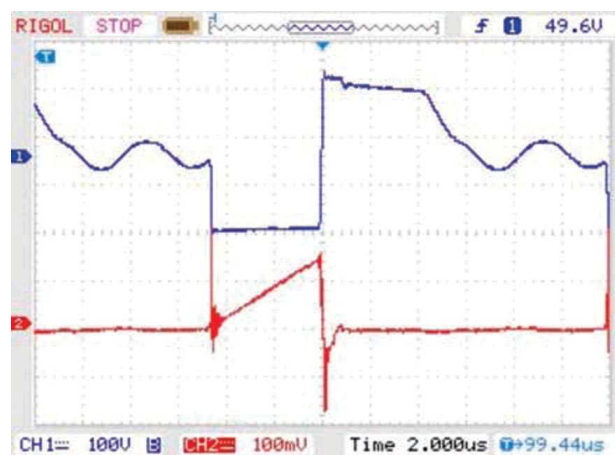
может использоваться для других целей, например, для питания ШИМ-контроллера или встроенного преобразователя.

На Рисунке 1 показан обратноходовой преобразователь с дополнительной рекуперирющей и питающей обмоткой  $N_R$ , намотанной бифилярно с первичной обмоткой  $N_P$ , реализованный путем небольшой модификации демонстрационной платы Viper17L фирмы STMicroelectronics [1].  $N_S$  – это вторичная обмотка, а остаточная индуктивность рассеяния представлена элементом  $L_{LK}$ . Резистор  $R_{S1}$  служит датчиком тока, резистор  $R_1$  – токоограничивающий. Соотношения числа витков трансформатора такие же, как и в исходном трансформаторе.

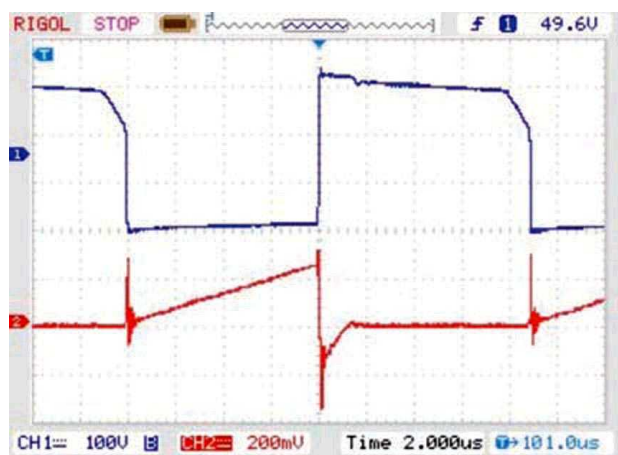
Выходное напряжение немного снижено до 11.5 В по сравнению с исходными 12 В, чтобы схема соответствовала напряжению на шине питания 145 В. На Рисунке 2а показаны осциллограммы напряжения на силовом ключе и тока первичной обмотки для исходной конфигурации Viper17L с отключенной снабберной цепью. Можно видеть, что пиковое значение напряжения звона, обусловленного индуктивностью рассеяния, при полной нагрузке (500 мА) составляет около 540 В при напряжении питания 160 В. На Рисунках 2б и 2в показаны те же осциллограммы при наличии бифилярной обмотки рекуперации, реализованной в виде снабберной и питающей обмотки. При первом



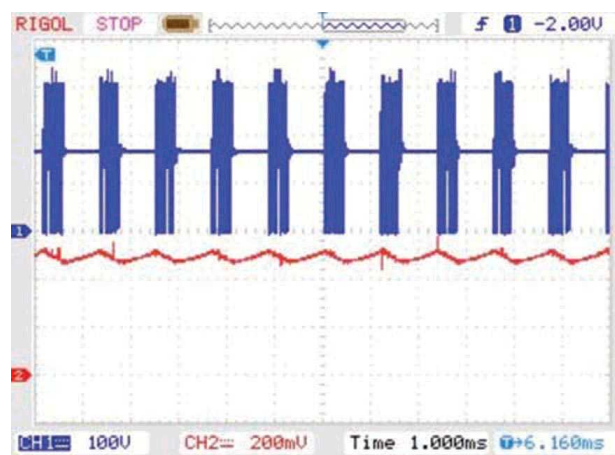
(а)



(б)



(в)



(г)

**Рисунок 2.** При отсутствии снаббера на осциллограммах напряжения силового ключа (канал 1, синий) и тока первичной обмотки (канал 2, красный) при полной нагрузке возникает звон, если у преобразователя нет обмотки рекуперации (а). Показаны формы сигналов с обмоткой рекуперации при легкой нагрузке 100 мА (б) и полной нагрузке 500 мА (в). В пульсирующем режиме частота переключения снижается примерно до 1 кГц (канал 1), а стабилизация обеспечивается за счет поддержания напряжения обратной связи на выводе 4 (канал 2) в пределах пороговых уровней пульсирующего режима (г).

включении питания внутренний высоковольтный генератор тока микросхемы Viper17 начинает заряжать конденсатор  $C_4$  до тех пор, пока напряжение  $V_{DD}$  не достигнет порога запуска преобразователя и не активируется ШИМ управление. После этого преобразователь питается от энергии, накопленной в конденсаторе  $C_4$ . Во время этой фазы все диоды  $D_2$ ,  $D_3$  и  $D_4$  смещены в обратном направлении. Когда силовой ключ выключается, ток намагничивания течет через обмотку рекуперации, открывая диод  $D_3$  и, таким образом, ограничивая  $V_{DS}$  на уровне удвоенного входного напряжения. Когда энергия утечки полностью возвращается на вход питания,  $D_3$  смещается в обратном направлении, и обмотка рекуперации начинает перезаряжать конденсатор  $C_4$  через диод  $D_2$ . Зарядный ток не может течь из шины питания, так как диод  $D_3$  смещен в обратном направлении, и, таким образом, преобразователь питает обмотку рекуперации.

Микросхема Viper17 спроектирована для снижения энергопотребления за счет перехода в пульсирующий режим при отсутствии

нагрузки, переключения внутренней схемы на пониженное энергопотребление в режиме ожидания и т. д. Для сохранения пульсирующего режима работы включен резистор предварительной нагрузки  $R_2$  номиналом 1 кОм, что снижает среднюю частоту переключения без нагрузки, как показано на Рисунке 2г. Таким образом, бифилярная обмотка рекуперации успешно поддерживает работу преобразователя при любых нагрузках и, в то же время, эффективно ограничивает выбросы напряжения на силовом ключе, вызванные индуктивностью рассеяния обратногоходового трансформатора. **РЛ**

## Ссылка

1. EVALVIPER17L-7W demonstration board

## Материалы по теме

1. [Datasheet STMicroelectronics Viper17](#)
2. [Datasheet Diodes TL431](#)
3. [Datasheet First Silicon PC817](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics STPS2H100](#)
5. [Datasheet STMicroelectronics STTH102RL](#)
6. [Datasheet STMicroelectronics STTH1L06](#)



# Два D-триггера обеспечивают высокое быстродействие и точность ПНЧ

Stephen Woodward

EDN

Преобразователи напряжение-частота (ПНЧ) являются популярным средством помохустойчивого аналого-цифрового преобразования. Синхронные ПНЧ (такие, как AD652 компании Analog Devices), в которых синхронизацию процесса преобразования обеспечивают внешние, обычно кварцевые, генераторы, имеют значительные преимущества в характеристиках (скорость, линейность, точность, не зависящие от пассивных компонентов) по сравнению с автономными преобразо-

вателями, синхронизация которых, в конечном счете, зависит от постоянной времени RC.

Но характерным недостатком всех ПНЧ, как синхронных, так и асинхронных, является то, что они относительно медленны, поскольку выходная частота на максимуме полной шкалы и, следовательно, скорость преобразования для любого заданного разрешения преобразования ограничены аналоговыми переключателями, используемыми в процессе преобразования, скорость и точность кото-

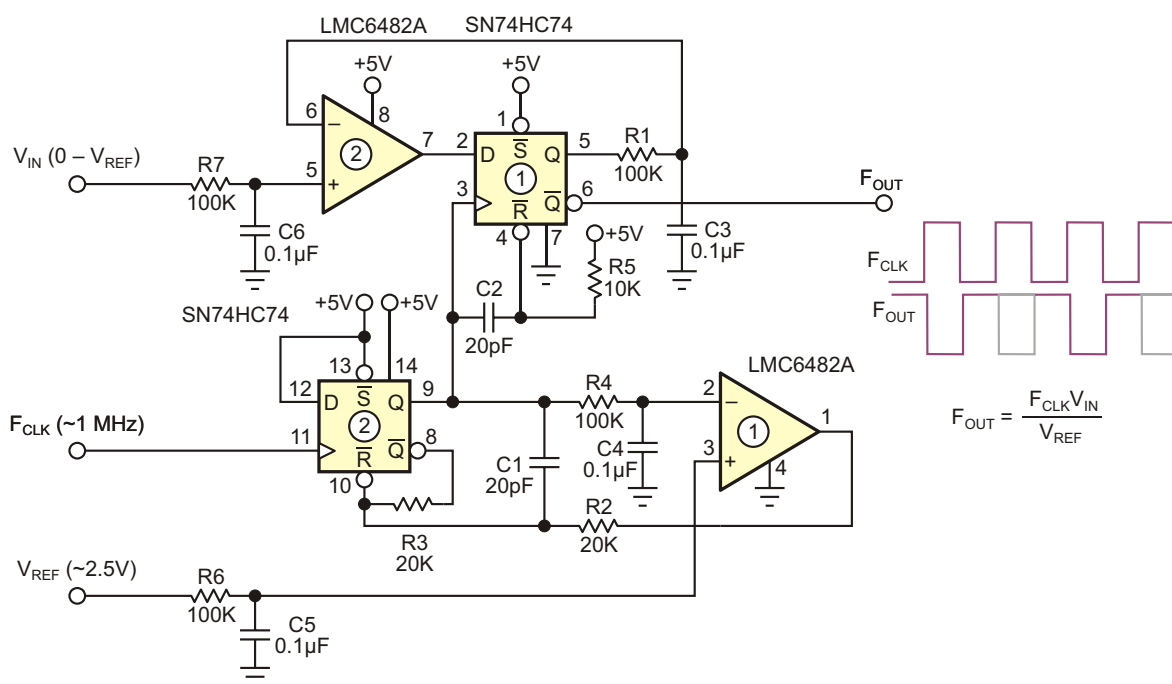


Рисунок 1. Быстродействующий синхронный ПНЧ.

рых по своей природе обратно пропорциональны друг другу. Схема, предложенная в этой статье (Рисунок 1), может обеспечивать высокую точность на частотах свыше 1 МГц за счет использования в качестве чрезвычайно быстрых аналоговых переключателей высокоскоростных КМОП логических устройств.

Вот как это работает.

D-триггер #1 микросхемы HC74 с операционным усилителем (ОУ) #2 микросхемы LMC6482 образуют контур обратной связи, работающий как компаратор с высоким разрешением, выход Q которого с высокой скоростью (задержки в HC74 составляет наносекунды) переключается между 0 и 5 В в соответствии с изменениями состояний 0/1 выхода операционного усилителя, происходящими при тактировании триггера. Таким образом, управляемый петлей обратной связи коэффициент заполнения DC1 импульсов триггера усредняется по времени цепочкой R1C3, напряжение на которой равно

$$V_{R1C3} = 5V \cdot DC1 \cdot V_{IN}$$

и

$$DC1 = \frac{V_{IN}}{5V}$$

Однако источник питания цифровых цепей – плохой выбор для опорного напряжения преобразователя, поэтому, если бы на этом история заканчивалась, ожидать большой точности ПНЧ было бы нельзя. Нужна какая-то хитрость, чтобы компенсировать неизбежную неточность и шумы шины питания +5 В.

Необходимая компенсация обеспечивается триггером #2, реализующим другую петлю обратной связи.

D-триггер #2 включен ждущим мультивибратором, запускаемым импульсами  $F_{CLK}$ , который подает на усредняющую цепь R4C4 5-вольтовые импульсы длительностью  $T_P$ , определяемой цепочкой R2, R3, C1 и операционным усилителем #1. Усредненное напряжение равно

$$V_{R4C4} = F_{CLK} \cdot 5V \cdot T_P$$

Сравнивая это среднее значение с  $V_{REF}$ , ОУ #1 управляет длительностью  $T_P$ :

$$T_P = \frac{V_{REF}}{F_{CLK} \cdot 5V}$$

Поскольку оба триггера находятся на одном кристалле, параметры, влияющие на точность, такие как задержки распространения, времена переключения и напряжения смещения, будут очень похожими и хорошо отслеживать друг друга при изменении температуры и напряжения питания, что делает компенсацию очень эффективной.

Эти импульсы длительностью  $T_P$  становятся опорной частотой для триггера #1. Таким образом

$$DC1 = F_{OUT} \cdot T_P = \frac{F_{OUT} \cdot V_{REF}}{F_{CLK} \cdot 5V} \cdot \frac{V_{IN}}{5V}$$

что дает (наконец-то) желаемую классическую формулу преобразования для синхронного ПНЧ:

$$\frac{F_{OUT}}{F_{CLK}} = \frac{V_{IN}}{V_{REF}}$$

Помимо высокой скорости, получившийся ПНЧ обладает некоторыми другими полезными характеристиками. Это касается хорошей линейности, широкого диапазона допустимых значений  $V_{REF}$  от 1 до 4 В, диапазона тактовых частот  $F_{CLK}$  от 500 кГц до 3 МГц, возможности работы от однополярного источника питания от 3 до 6 В, низкой потребляемой мощности (около 10 мВт), очень высокого входного импеданса (например, токи по входам  $V_{IN}$  и  $V_{REF}$  составляют менее 1 пА) и отсутствия критических или высокоточных пассивных компонентов.

И наконец, все необходимые компоненты просты, легкодоступны и дешевы. Общая стоимость компонентов составляет порядка \$10, в то время как аналогичный по скорости преобразователь AD652 сам по себе стоит примерно \$40. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC6482](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74HC74](#)

# Экономичный тестер контроля целостности цепей

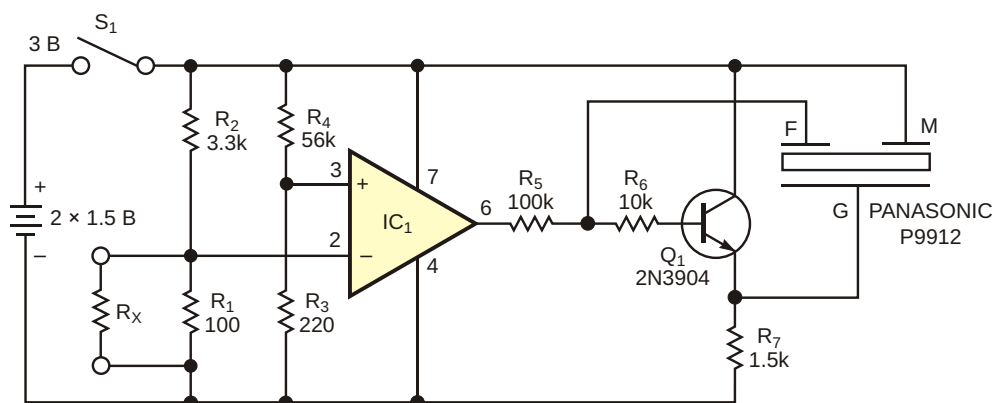
Hans Kroboth

EDN

Тестер контроля целостности цепей на Рисунке 1 основан на схеме [1]. Звуковой излучатель позволяет полностью сосредоточиться на проверке цепи, не требуя наблюдения за светодиодом. Кроме того, схема потребляет меньше энергии, чем конструкция, описанная в [1]. Устройство питается от двух элементов АА или ААА и может работать с ними до истечения их срока годности. Потребляемый ток составляет менее 2.5 мА при контроле целостности цепи и менее 1.7 мА при разомкнутой схеме. Напряжение холостого хода на выходе схемы составляет менее 100 мВ, а ток короткого замыкания меньше 1 мА. В устройстве можно использовать разные операционные усилители, при условии, что в документации указана поддержка rail-to-rail и возможность

работы от одного низковольтного источника питания.

Драйвер пьезогенератора потребляет всего 700 мкА во время работы и только ток утечки транзистора  $Q_1$ , когда он не работает. Это пассивный пьезопреобразователь с резонансной обратной связью, который обеспечивает высокую энергоэффективность и может работать при низком напряжении. При значениях  $R_x$ , превышающих примерно 12 Ом, потенциал инвертирующего входа операционного усилителя выше, чем неинвертирующего. Поэтому выходное напряжение составляет 0 В плюс напряжение насыщения выходного каскада. При этом ток базы  $Q_1$  отсутствует, и транзистор закрыт. Если сопротивление  $R_x$  ниже, чем примерно 12 Ом, потенциал инвертирующего входа операционного уси-



**ПРИМЕЧАНИЯ:**

$R_x$  = МЕНЬШЕ 12 Ом = ЗВУКОВОЙ СИГНАЛ.

$IC_1$  = MAX495, OPA340, TLV2221, NE5230.

**Рисунок 1.** Тестер контроля целостности цепей со звуковым сигналом потребляет мало энергии и позволяет обнаруживать короткие замыкания, не отвлекаясь на наблюдение за светодиодом.

лителя ниже, чем неинвертирующего. В результате выходное напряжение составляет 3 В минус напряжение насыщения выходного каскада. Это напряжение открывает транзистор  $Q_1$ , переводя его в линейную область. Транзистор  $Q_1$  и пьезопреобразователь с соответствующей цепью обратной связи образуют генератор, запускающийся на своей резонансной частоте. Большинство пьезопреобразователей и множество операционных усилителей работают при напряжении питания всего 2 В. **РЛ**

## Ссылка

1. W Dijkstra. Малопотребляющая схема обнаружения коротких замыканий. РадиоЛоцман, 2022, 07-08, [стр. 51](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX495](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor NE5230](#)
3. [Datasheet Texas Instruments OPA340](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TLV2221](#)
5. [Datasheet Panasonic P9912](#)

# Универсальный логический элемент на одном транзисторе

Михаил Шустов, г. Томск

Предложена схема пассивного диодно-резистивного логического элемента OR/AND с неограниченным числом входов и имеющего выходы OR и AND, действующие одновременно. Обоснована возможность создания пассивного универсального логического элемента, содержащего транзистор, диодный мост и три-четыре резистора, имеющего одновременно выходы OR, XOR и AND. Пассивные логические элементы работают без собственного источника питания и не требуют каких-либо переключений в схеме. Приведены также схемы активно-пассивных универсальных логических элементов OR-NOR/XOR-XNOR/AND-NAND, OR/NEQUIV/AND и OR/EQUIV(XNOR)/AND, работающих без изменения конфигурации.

Описания универсальных логических элементов встречаются нечасто и, как правило, встречаются в патентной литературе. Одна из последних работ на эту тему была опубликована не так давно [1]. Логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR [1] содержал 4 аналоговых коммутатора,

8 диодов, 2 транзистора, 7 резисторов и пару коммутирующих переключек, задающих функцию элемента.

Для обоснования принципов работы более простого одностранзисторного универсального логического элемента рассмотрим вначале пассивный диодно-резистивный

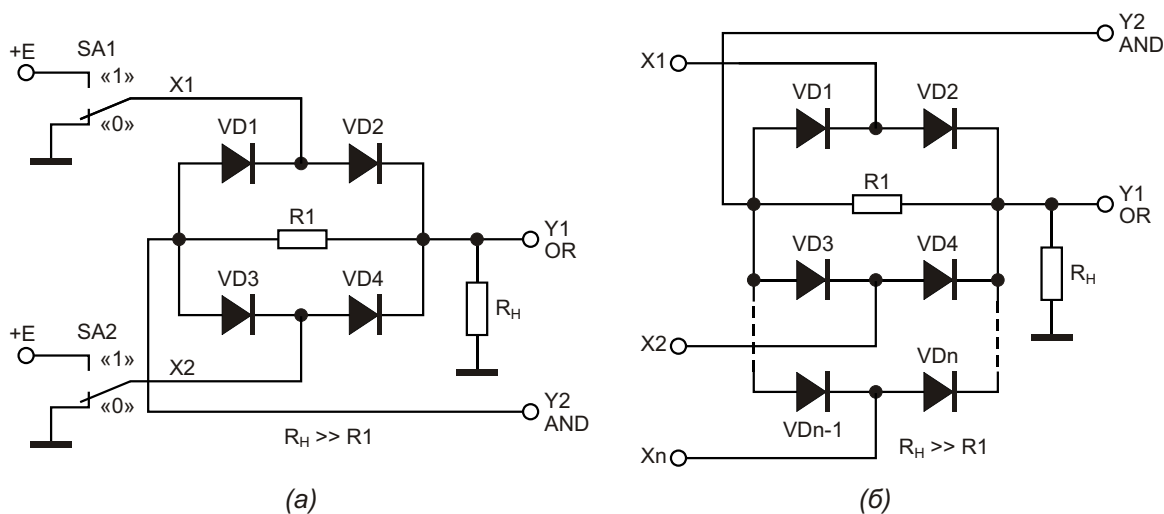


Рисунок 1. Пассивный логический элемент OR/AND на диодах: а) двухходовый учебный; б) многоходовый.



логический элемент OR/AND, Рисунок 1. Работает он следующим образом. В исходном состоянии оба ключа SA1 и SA2 находятся в нижнем по схеме, Рисунок 1а, положении и имитируют подачу напряжения уровня «лог. 0» на диодный мост VD1–VD4. В этом случае напряжения на выходах Y1 (OR) и Y2 (AND) равны нулю.

При переключении SA1 на диоды VD1 и VD2 будет подано напряжение высокого уровня. На сопротивлении нагрузки R<sub>н</sub> (выход Y1) также установится напряжение высокого уровня. Ток от источника E протекает через диод VD2, резистор R1 и диод VD3, катод которого соединен с общей шиной. Поскольку сигнал на выход Y2 снимается с этого диода, на этом выходе Y2 (AND) будет присутствовать напряжение низкого уровня (менее 0.7 В для кремниевого диода).

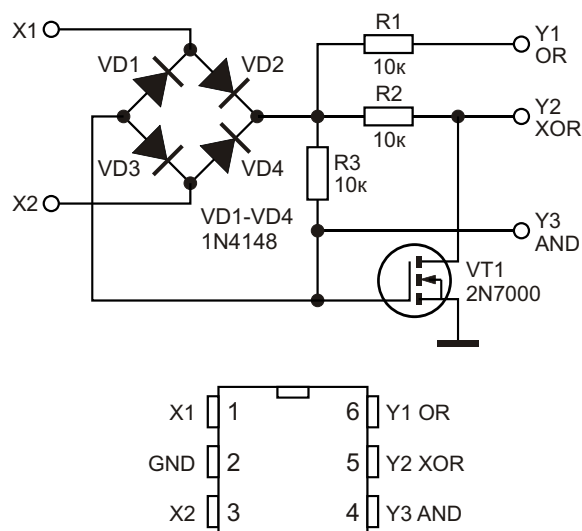
Зеркально аналогичная ситуация складывается, если на диоды VD3 и VD4 будет подано напряжение высокого уровня, а на диоды VD1 и VD2 – низкого.

Если на оба входа будет подано напряжение высокого уровня, на выходе Y1 (OR) также будет присутствовать напряжение высокого уровня. Поскольку диоды VD1 и VD3 в этой ситуации ток не проводят, сигнал уровня «лог. 1» через резистор R1 поступит на выход Y2 (AND). Работу логического элемента отображает Таблица истинности, Таблица 1.

**Таблица 1.** Таблица истинности двухходового пассивного логического элемента OR/AND на диодах

Входы		OR	AND
X1	X2	Y1	Y2
0	0	0	0
0	1	1	0
1	0	1	0
1	1	1	1

На Рисунке 1б показана возможность неограниченного расширения числа входов пассивного логического элемента OR/AND. Поскольку такой элемент не содержит транзисторов, можно надеяться, что он будет работоспособен до области сверхвысоких частот. Вторым достоинством столь простого логического элемента является то, что для его работы не требуется источник питания.



**Рисунок 2.** Универсальный логический элемент OR/XOR/AND на полевом транзисторе.

Пассивный диодно-резистивный логический элемент OR/AND нельзя признать универсальным, поскольку он не способен самостоятельно работать в качестве элемента «Исключающее ИЛИ» (XOR).

Как будет показано ниже, можно создать универсальный логический элемент OR/XOR/AND на основе минимальной совокупности компонентов, Рисунок 2. Такой элемент содержит всего 4 диода, 3(4) резистора и один полевой или биполярный транзистор.

Рассмотрим, как работает данный элемент при различных сочетаниях поданных на его входы управляющих логических сигналов. Если на оба входа X1 и X2 подано напряжение уровня «лог. 0» (входы соединены с общей шиной), на всех трёх выходах Y1, Y2, Y3 также присутствует «лог. 0».

При подаче на вход X1 напряжения уровня «лог. 1», а на вход X2 уровня «лог. 0» напряжение высокого уровня через диод VD2 подаётся через резистор R1 на выход Y1. Это напряжение также поступает через резистор R3 на затвор полевого транзистора, который через прямо смещенный диод VD3 соединен с общей шиной. Напряжение затвор-исток транзистора VT1 мало (порядка падения напряжения на диоде VD3). Поскольку пороговое напряжение, открывающее транзистор VT1 2N7000, составляет 2.0...2.2 В, транзистор закрыт, а на выходе Y2 логического элемента будет наблюдаться уровень «лог. 1».

На выходе Y3 будет присутствовать напряжение «лог. 0», равное падению напряжения на диоде VD3 (порядка 0.7 В).

Аналогичные процессы протекают, если на вход X2 подать управляющее напряжение уровня «лог. 1», а на вход X1 – уровень «лог. 0». Соответственно, на выходе Y1 будет напряжение уровня «лог. 1»; на выходе Y2 также уровень «лог. 1», а на выходе Y3 – уровень «лог. 0»

Рассмотрим случай, когда на входы X1 и X2 подданы управляющие напряжения уровня «лог. 1».

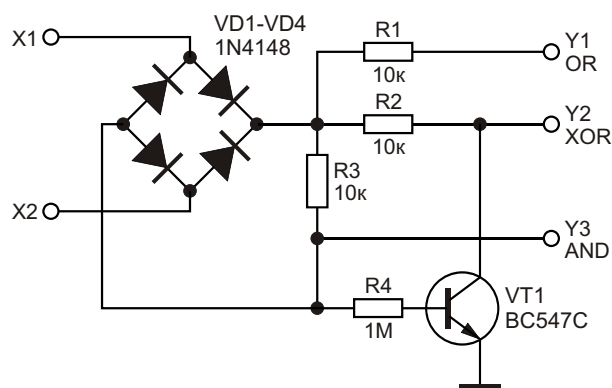
Тогда на выходе Y1 присутствует напряжение высокого уровня. Диоды VD1 и VD3 не участвуют в работе схемы. Напряжение на затворе полевого транзистора VT1 и выходе Y3 близко к уровню «лог. 1», транзистор VT1 открыт, выход Y2 соединен с общей шиной и имеет уровень «лог. 0».

В Таблице 2 приведена таблица истинности универсального логического элемента OR/XOR/AND.

**Таблица 2.** Таблица истинности универсального логического элемента

Входы		OR	XOR	AND
X1	X2	Y1	Y2	Y3
0	0	0	0	0
0	1	1	1	0
1	0	1	1	0
1	1	1	0	1

На Рисунке 3 показан вариант выполнения универсального логического элемента с использованием в качестве активного компонента биполярного транзистора VT1, например, BC547C. Работает это устройство по описанному выше принципу.

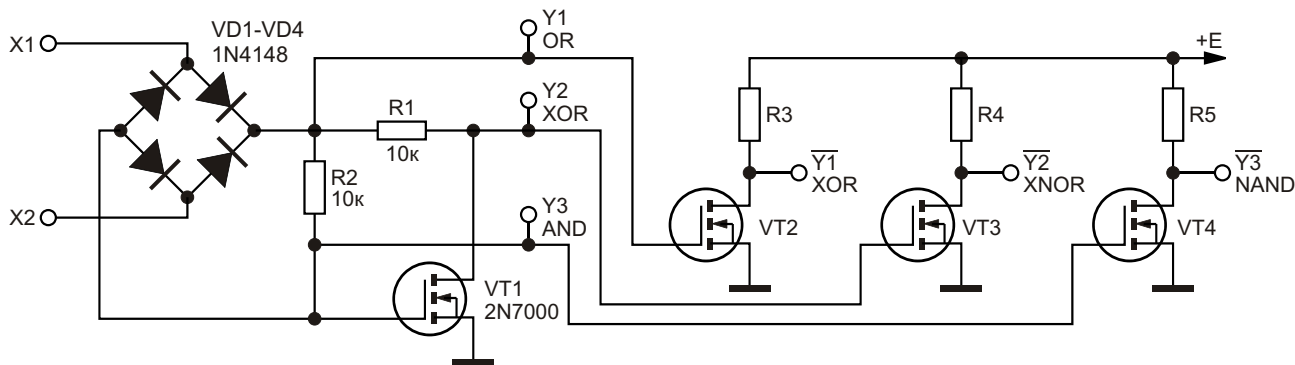


**Рисунок 3.** Универсальный логический элемент OR/XOR/AND на биполярном транзисторе.

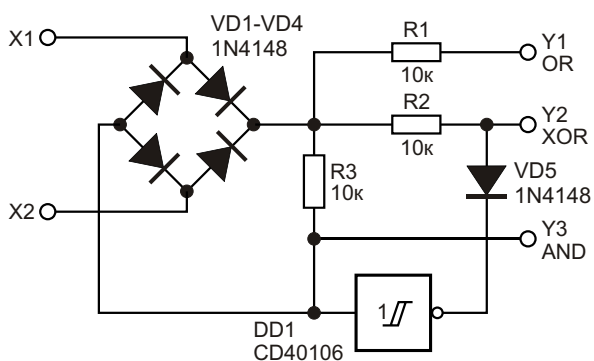
Активно-пассивный универсальный логический элемент OR-NOR/XOR-XNOR/AND-NAND может быть синтезирован за счет использования дополнительных выходных каскадов-инверторов на транзисторах VT2–VT4, Рисунок 4.

В качестве активного компонента универсального логического элемента могут также быть использованы, например, элементы «ИЛИ-НЕ» микросхемы DD1 CD4001; «НЕ» микросхемы DD1 CD40106, Рисунок 5, либо аналоговый ключ микросхемы DA1 CD4066, Рисунок 6, и др.

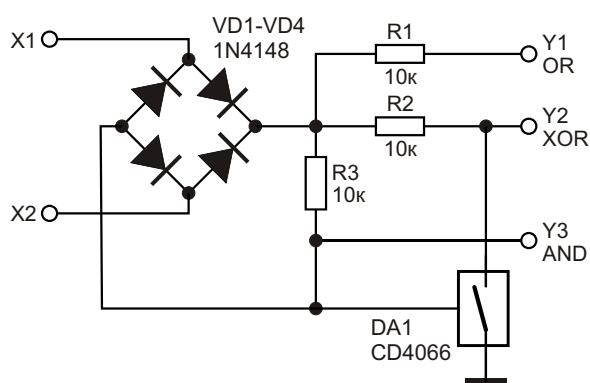
На основании универсального двухвходового логического элемента может быть создан пассивный четырехвыходовой логический элемент, Рисунок 7. Однако назначение его будет несколько иным. Так, элемент сохранит свои функции на выходах Y1 (OR) и Y3 (AND), но на его выходе Y2 будет соответствовать элементу «Эквивалентность-НЕ» (NEQUIV) [2]. Такой элемент имеет на выходе уровень «лог. 0» лишь в том случае, если сигналы на



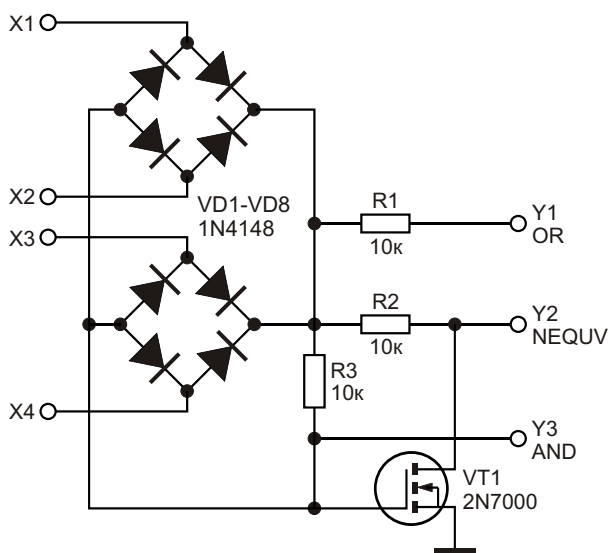
**Рисунок 4.** Универсальный логический элемент OR-NOR/XOR-XNOR/AND-NAND.



**Рисунок 5.** Универсальный логический элемент с использованием элемента «НЕ» (NOT) микросхемы DD1 CD40106.



**Рисунок 6.** Универсальный логический элемент с использованием аналогового ключа микросхемы DA1 CD4066.



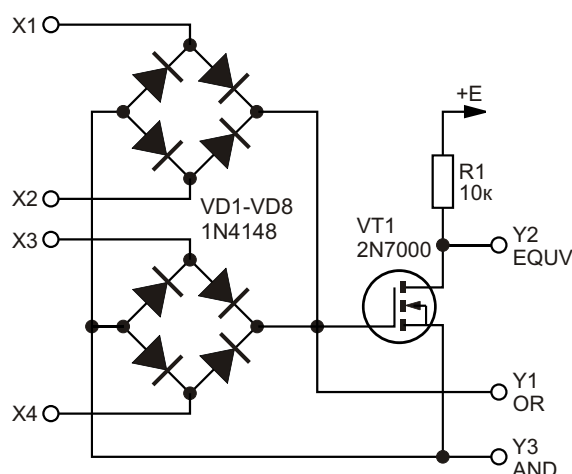
**Рисунок 7.** Универсальный четырехходовый логический элемент OR/NEQUIV/AND на полевом транзисторе.

всех его входах будут иметь одинаковый уровень: либо «лог. 0», либо «лог. 1».

**Таблица 3.** Таблица истинности универсального четырехходового логического элемента OR/NEQUIV/AND

Входы				Входы		
X1	X2	X3	X4	OR	NEQUIV	AND
0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0
*	*	*	*	*	*	*
1	1	1	0	1	1	0
1	1	1	1	1	0	1

Универсальный активно-пассивный четырехходовый логический элемент OR/EQUIV/AND на полевом транзисторе показан на Рисунке 8, Таблица 4. Если количество входов сократить до двух, элемент преобразуется в OR/XNOR/AND.



**Рисунок 8.** Универсальный четырехходовый логический элемент OR/EQUIV/AND на полевом транзисторе.

Несомненным достоинством рассмотренных выше универсальных логических элементов следует считать их исключительную

**Таблица 4.** Таблица истинности универсального четырехходового логического элемента OR/EQUIV(XNOR)/AND

Входы				Входы		
X1	X2	X3	X4	OR	EQUIV*	AND
0	0	0	0	0	1	0
0	0	0	1	1	0	0
*	*	*	*	*	*	*
1	1	1	0	1	0	0
1	1	1	1	1	1	1

\* при двух входах элемент преобразуется в XNOR.

простоту, вряд ли поддающуюся дальнейшему упрощению. Эти элементы совместимы с логическими уровнями ТТЛ- и КМОП-микросхем; один такой элемент может быть размещен в корпусе DIP6, Рисунок 2. Логические элементы, Рисунки 1–3 и 7, не требуют для своей работы источников питания. При использовании германиевых активных компонентов (транзистора) VT1 и диодного моста VD1–VD4 логические элементы, Рисунок 3, способны работать в области субвольтовых напряжений (уровней «лог. 1» и «лог. 0»), что недостижимо для ныне существующих элементов цифровой техники.

К числу недостатков пассивных универсальных логических элементов следует отнести их низкую нагрузочную способность,

малую возможность их последовательного каскадирования в виду прогрессирующей потери выходных напряжений. **РЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. [Универсальный двухвходовый логический элемент AND/NAND, OR/NOR, XOR/XNOR](#).
2. Шустов М.А. [Оптоэлектронные элементы «Эквивалентность» и «Эквивалентность-НЕ»](#).

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)
3. [Datasheet Fairchild BC547C](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

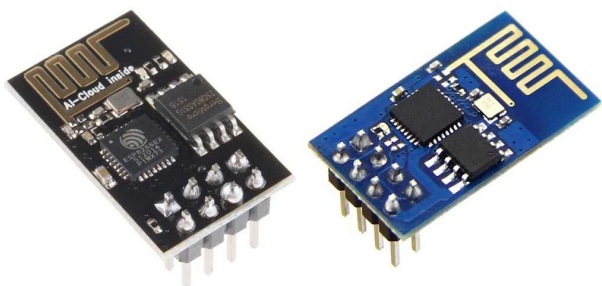
# Самое маленькое IoT устройство на ESP8266-01

Kunal Verma

EFY Labs

**В** этом проекте мы будем использовать плату ESP8266-01 Wi-Fi, чтобы создать небольшое устройство интернета вещей (IoT) для домашней автоматизации, имеющего функции Wi-Fi. Система работает на локальном веб-сервере, и работать с ней легко даже новичкам. Благодаря этому проекту мы сможем управлять не более чем двумя бытовыми устройствами переменного тока, лучше всего подходящими для небольших проектов IoT.

Компания Espressif разработала микросхему ESP8266 с поддержкой Wi-Fi, доказавшую свое удобство применения в области IoT. Это привело к появлению различных плат ESP с открытым исходным кодом, что позволяет даже новичку создавать приложения, использующие Wi-Fi (Рисунок 1).



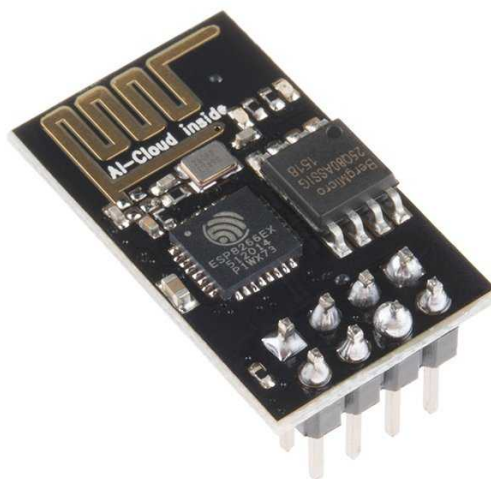
**Рисунок 1.** ESP-01 версия 1 МБ (слева) и версия 0.5 МБ (справа).

Для локального веб-сервера нам не требуется Интернет – управлять всем можно через Wi-Fi. Здесь мы будем манипулировать двумя выводами Входа/Выхода и переключить

реле через веб-страницу локального сервера. Бытовую технику мы можем подключить к Модулю Реле, который будет управляться ESP8266-01.

## Материалы, необходимые для проекта IoT

1. ESP8266-01: Эта плата будет «мозгом» нашего проекта (Рисунок 2).



**Рисунок 2.** Плата ESP8266-01.

2. Плата FTDI (преобразователь USB-TTL) для загрузки кода в ESP8266-01 (Рисунок 3).
3. Два бытовых устройства переменного тока
4. Один двухканальный Модуль Реле (Рисунок 4).
5. Беспаячная макетная плата с проводами.



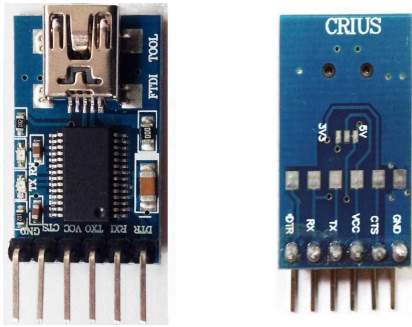


Рисунок 3. Плата FTDI.

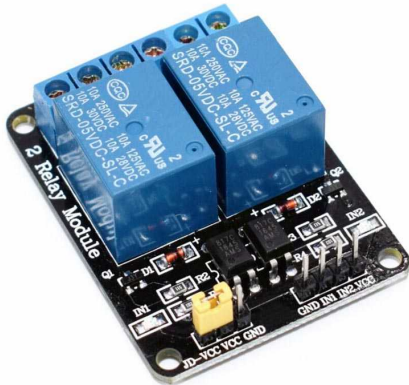


Рисунок 4. Двухканальный Модуль Реле.

## Шаги по настройке ESP8266 в Arduino IDE

(Если среда Arduino IDE уже установлена, пропустите этот шаг).

Для программирования ESP8266 нам понадобится Интегрированная Среда Разработки (IDE). В качестве такой среды мы будем использовать кросс-платформенное приложение Arduino IDE. Оно написано на языке Java, а в качестве языка программирования использует C/C++ с некоторыми специальными правилами. Загрузить последнюю

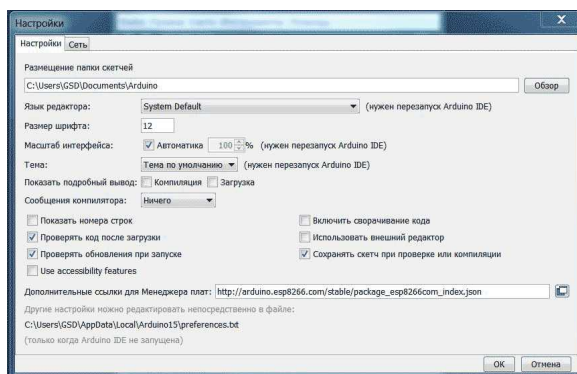


Рисунок 5. Настройки в Arduino IDE.



Рисунок 6. Менеджер плат в Arduino IDE.

версию Arduino IDE можно по ссылке в разделе Загрузки.

В Arduino отсутствует поддержка семейства ESP8266, поэтому для установки библиотеки для плат ESP8266 выполните следующие инструкции.

1. Запустите Arduino IDE. Перейдите к *Файл > Настройки* (Рисунок 5).
2. В поле «Дополнительные ссылки для Менеджера плат» введите [http://arduino.esp8266.com/stable/package\\_esp8266com\\_index.json](http://arduino.esp8266.com/stable/package_esp8266com_index.json). Нажмите на «ОК».
3. Перейдите к *Инструменты > Плата > Менеджер плат* (Рисунок 6).
4. Прокрутите список плат вниз до ESP8266 и установите «esp8266 by Esp8266 community».
5. В меню *Инструменты > Плата > ESP8266 Boards* выберите *Generic ESP8266 Module* (Рисунок 7).
6. Перезапустите Arduino IDE.

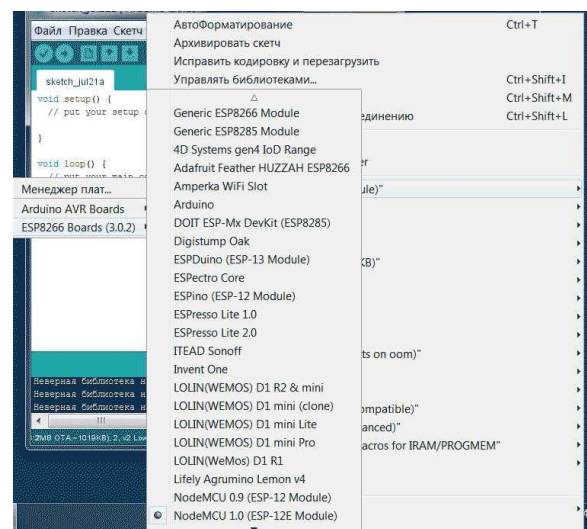


Рисунок 7. Выбор платы в Arduino IDE.

### Листинг 1. Учетные данные Wi-Fi.

```
#include <ESP8266WiFi.h> // This library helps to provide the functions of the ESP8266
const char* ssid = "xxxx"; // Declare your Wi-Fi name here within the double quotes
const char* password = "xxxx"; // Declare your Wi-Fi password here within the double quotes
WiFiServer server(80); // Create an instance of the server and specify the port
// as an argument
```

## Исходный код проекта IoT

Скачайте исходный код можно по ссылке, указанной в разделе Загрузки, и откройте его в Arduino IDE. Перед загрузкой в плату необходимо внести некоторые изменения в код. Давайте разберемся, как он работает.

Поместите свои учетные данные (имя и пароль) сети Wi-Fi, заменив ими xxxx. Библиотека <ESP8266WiFi.h> помогает запустить функции Wi-Fi в Arduino IDE (Листинг 1).

В `void setup()` мы помещаем одноразовые команды настройки. Все команды, запи-

санные здесь, будут выполняться после Reset только один раз или после каждой перезагрузки.

Таким образом, здесь выводы GPIO0 и GPIO2 настраиваются как выходы, а также запускается сервер.

`Void loop()` – место для основных исполняемых команд. Здесь по запросу подключенного клиента изменяется состояние GPIO.

Этот запрос отображается через страницу HTML (Листинг 2).

### Листинг 2. Веб-страница HTML в исходном коде.

```
String s = "HTTP/1.1 200 OK\r\nContent-Type: text/html\r\n\r\n!DOCTYPE HTML>\r\n<html>"; // Prepare // the response
s += "<body><h1>ESP8266 Smallest Home Automation</h1>\r\nGPIO1 is now ";
s += (val1)? "high": "low";
s += "\n GPIO2 is now ";
s += (val2)? "high": "low";
s += "</html>\n";
client.print(s); // Send the response to the client
delay(1);
Serial.println("Client disconnected"); // The client will actually be disconnected and when the // function returns and 'client' object is destroyed
}
```

Сохраните код. Для его загрузки в плату следуйте инструкциям, приведенным ниже.

1. Соедините выводы FTDI с выводами ESP8266 как показано на Рисунке 8.

2. После подключения FTDI USB к компьютеру в меню *Инструменты > Порт* выберите свой COM порт.  
3. Также проверьте, поддерживает ли ваша

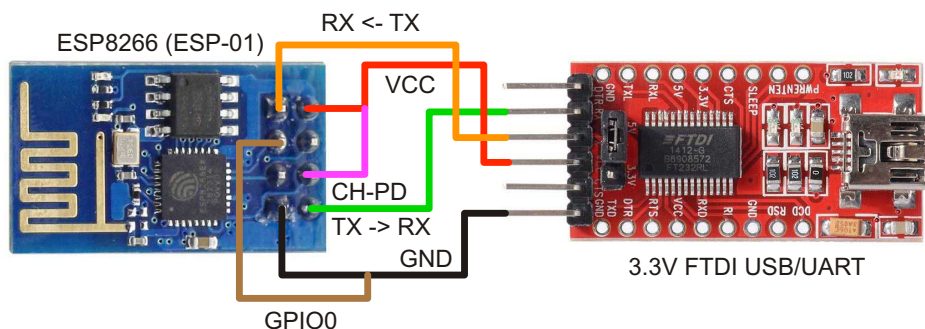


Рисунок 8. Прошивка ESP8266-01.

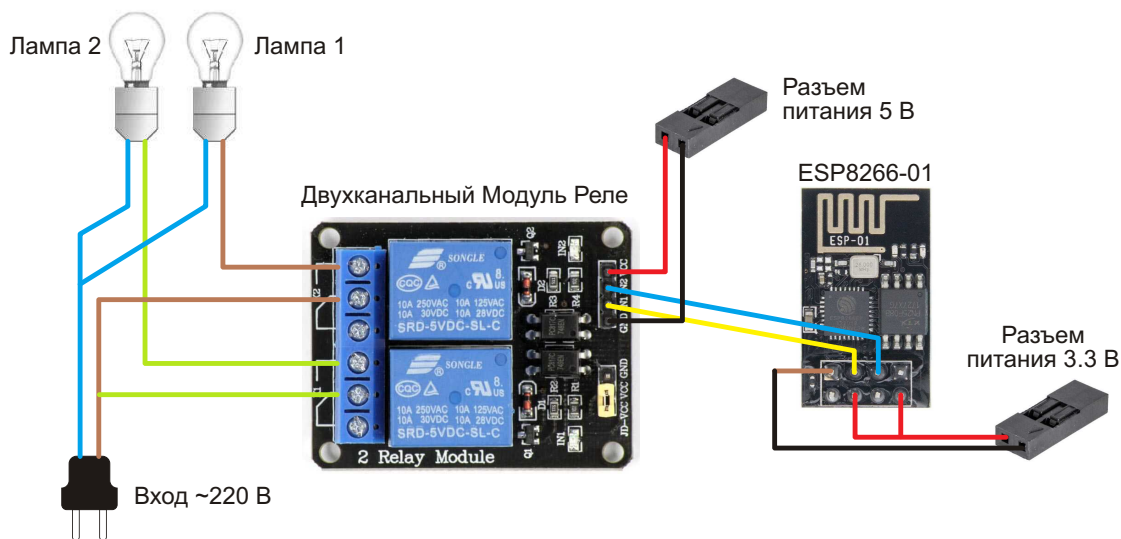


Рисунок 9. Схема устройства IoT.

ESP8266 скорость 9600 бод или какую-либо другую.

#### 4. Теперь в меню Скетч нажмите Загрузка

Загрузка программы в ESP8266 происходит в режиме Flash Mode, который активируется при заземлении вывода GPIO0.

Теперь для запуска программы нужно выйти из режима Flash Mode. Для этого просто отсоедините GPIO0 от земли и выполните сброс. Для сброса ESP8266 достаточно на полсекунды соединить вывод Reset ESP8266 с землей (GND). При этом будет мигать синий светодиод.

### Схема устройства IoT

Соберите схему устройства IoT как показано на Рисунке 9.

GPIO0 -> вход реле 1.

GPIO2 -> вход реле 2.

Для питания Модуля Реле будем использовать входное напряжение 5 В, а для питания ESP8266 – входное напряжение 3.3 В.

### Подключение к сети с использованием IP-адреса

После загрузки программы откройте *Инструменты > Монитор порта*. ESP8266 будет пытаться подключиться к сети Wi-Fi и отобразить свой IP-адрес в Мониторе порта Arduino. Этот адрес нужен только при первом подключении. Дальше он остается неизмен-

ным, поэтому перед выполнением основных соединений этот адрес вам нужно знать. Убедитесь, что роутер, к которому нужно подключиться, уже открыт. Введите IP адрес ESP8266 в браузере устройства, подключенного к той же сети Wi-Fi.

URL: <http://192.168.xx.xx> (ваш IP, отображенный в Мониторе порта Arduino).

После этого вы сможете увидеть веб-страницу HTML, описанную кодом программы (Рисунок 10).

## ESP8266 Smallest Home

GPIO 1 is now low and GPIO 2 is now low

Рисунок 10. Веб-страница HTML.

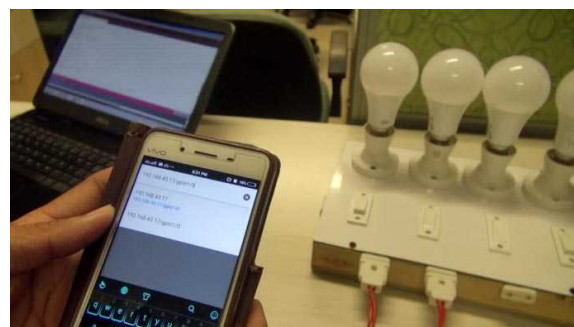
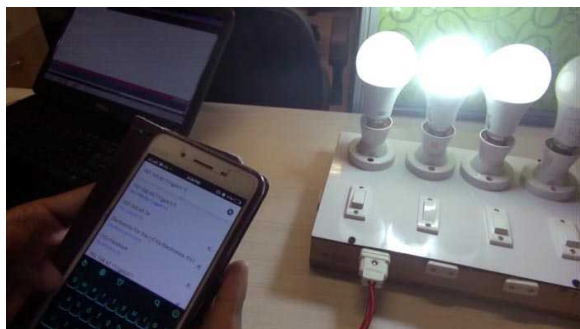


Рисунок 11. Тестирование проекта домашней автоматизации IoT.



**Рисунок 12.** Результат работы системы домашней автоматизации.

Теперь, изменяя значения в URL, можно управлять бытовыми устройствами (Рисунок 11).

Попробуйте ввести:

`http://< ваш IP адрес >/gpio1/0`

`http://< ваш IP адрес >/gpio1/1`

`http://< ваш IP адрес >/gpio2/0`

`http://< ваш IP адрес >/gpio2/1`

Результат работы системы показан на Рисунке 12. **РЛ**

## Загрузки

[Arduino IDE 2](#)



[Исходный код программы](#)

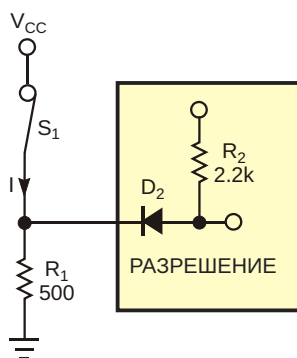


# Схема активной подтяжки экономит энергию

Jean-Bernard Guiot

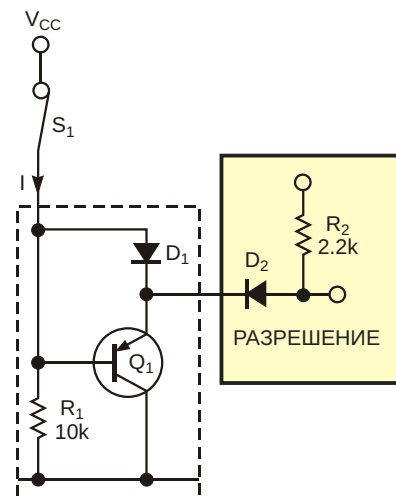
EDN

Схема управления на Рисунке 1 имеет относительно низкое входное сопротивление и, таким образом, чтобы обеспечить нужный низкий уровень входного напряжения, требует использования низкоомного внешнего подтягивающего резистора  $R_1$ . В свою очередь,  $R_1$  рассеивает энергию впустую, пропуская относительно большой ток, текущий через ключ  $S_1$ . Например, предположим, что схема управления имеет входное сопротивление 2.2 кОм и требует низкого логического уровня на входе 5 В или меньше. При напряжении  $V_{CC}$ , равном 24 В, сопротивление резистора  $R_1$  не должно превышать 500 Ом для вытекающего тока  $24/500 = 48$  мА. Тогда мощность, рассеиваемая резистором  $R_1$ ,



**Рисунок 1.** Для обычной схемы требуется низкоомный подтягивающий резистор.

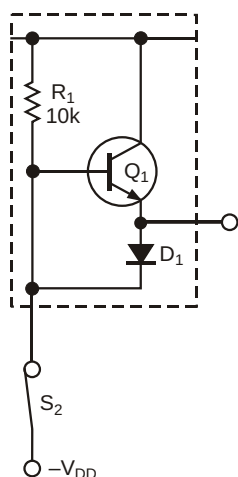
составит  $24^2/0.5 = 1152$  мВт, что для надежной работы потребует использования 2-ваттного резистора.



**Рисунок 2.** В схеме активной подтяжки резистор, рассеивающий большую мощность, заменен насыщенным транзистором.

Приложение, в котором использовалось предлагаемое решение, содержало девять схем управления, забиравших ток 432 мА, что добавляло к потребляемой мощности примерно 10 Вт. Чтобы уменьшить потери мощности, в нем была использована схема активной подтяжки к общей шине (обведена





**Рисунок 3.** Измененный вариант с использованием *n-p-n* транзистора дает схему с активной подтяжкой к положительной шине.

пунктирной линией на Рисунке 2). До тех пор, пока ключ  $S_1$  остается замкнутым, напряжение на базе *p-n-p* транзистора  $Q_1$  превышает напряжение на эмиттере на величину прямого падения напряжения на диоде  $D_1$ . Таким

образом, транзистор  $Q_1$  не проводит ток, и входное напряжение схемы управления остается на уровне  $V_{CC} - 0.7$  В (прямое падение напряжения на диоде  $D_1$ ).

Размыкание ключа  $S_1$  смещает диод  $D_1$  в обратном направлении, и базовый ток, протекающий через резистор  $R_1$ , включает транзистор  $Q_1$ , который насыщается и устанавливает на входе схемы напряжение, равное напряжению насыщения коллектор-эмиттер. Таким образом, ток, проходящий через  $S_1$  при замкнутом ключе, равен  $V_{CC}/R_1$ . Например, при  $V_{CC} = 24$  В и  $R_1 = 10$  кОм, ток  $I = 24/10 = 2.4$  мА, и на резисторе рассеивается примерно 0.058 Вт, что приблизительно в 20 раз меньше, чем в схеме на Рисунке 1. В результате ток, потребляемый в нашем приложении девятью входами схемы управления, уменьшается с 432 до 22 мА. Кроме того, отпадает необходимость в использовании 2-ваттных резисторов, что экономит место на печатной плате. На Рисунке 3 показан вариант с активной подтяжкой к положительной шине. **РЛ**

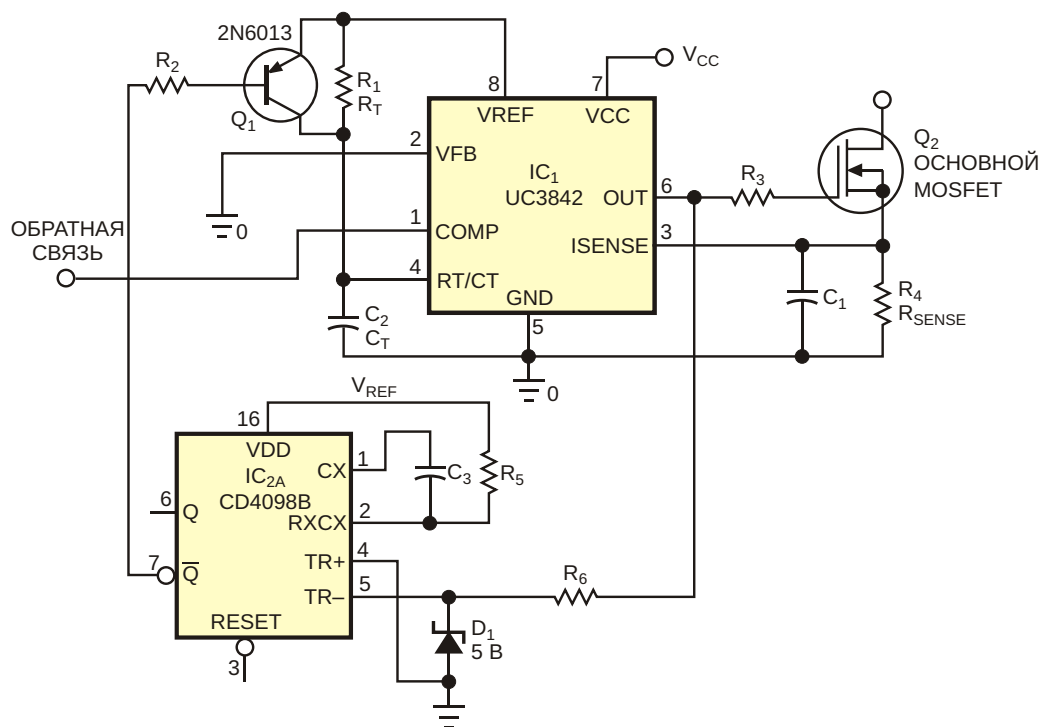
# Контроллер резонансного преобразователя на основе одной микросхемы и ждущего мультивибратора

C Rajan

EDN

Резонансные источники питания популярны из-за высокого КПД, низкого уровня помех и компактности. Реализовать резонансный понижающий или повышающий преобразователь можно с помощью одного коммутатора. Стабилизация выходного напряжения в таком преобразователе происходит за счет использования постоянного времени включе-

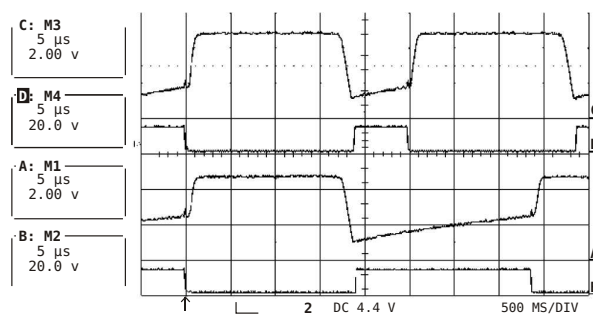
ния или выключения и переменной рабочей частоты. Микросхема контроллера UC1864 отвечает всем требованиям, предъявляемым к квазирезонансному преобразователю с одним коммутатором. Но такие же характеристики можно получить с помощью недорогого и популярного контроллера ШИМ с управлением по току дросселя UC3842 в соче-



**Рисунок 1.** В этой резонансной обратноточной конфигурации используется всего одна микросхема контроллера и один ждущий мультивибратор.

тании со ждущим мультивибратором. Эта схема обеспечивает требуемую работу с обратной связью по току наряду с постоянным временем выключения и изменяемой рабочей частотой. На Рисунке 1 показана основанная на таком контроллере схема резонансного обратного преобразователя, предназначенного для высоких выходных напряжений. Для реализации этой функции контроллер с токовым управлением должен иметь возможность работать с коэффициентом заполнения 100%, и для этого подходят микросхемы UC3842 или UC3843. В этой схеме используется микросхема UC3843. Работает схема следующим образом.

Выходное напряжение микросхемы IC<sub>1</sub> (UC3842) остается высоким до тех, пока выход внутреннего компаратора токоизмерительной цепи не переключится на высокий уровень, после чего выходное напряжение микросхемы становится низким. Во время спада выходного напряжения срабатывает ждущий мультивибратор IC<sub>2</sub> (CD4098B), запускаемый отрицательным фронтом, и вырабатывает одиночный импульс. Длительность импульса зависит от номиналов R<sub>5</sub> и C<sub>3</sub>, и этот временной интервал является постоянным временем выключенного состояния UC3842. В течение этого периода через выход /Q одновибратора течет ток базы транзистора Q<sub>1</sub>, поэтому транзистор в это время открыт. В результате к пилообразному напряжению на выводе RT/CT (вывод 4) добавляется импульс амплитудой 5 В. Это напряжение 5 В остается до конца импульса одновибратора. По окончании импульса одновибратора транзистор Q<sub>1</sub> выключается, но напряжение на конденсаторе C<sub>T</sub>, равное 5 В, превышает уровень верхнего порога вывода RT/CT, поэтому внутренняя схема сбрасывает напряжение на этом выводе до нуля, и начинается новый цикл формирования пилообразного напряжения.



**Рисунок 2.** Эти осциллограммы типичны для работы при низком (каналы C и D) и высоком (каналы A и B) коэффициентах заполнения.

Номиналы компонентов R<sub>T</sub> и C<sub>T</sub> следует выбрать таким образом, чтобы выходное напряжение становилось низким до того, как пилообразное напряжение достигнет своего верхнего порогового уровня. На Рисунке 2 показаны осциллограммы напряжений для низкого и высокого коэффициентов заполнения. Каналы D и C представляют выходное напряжение и напряжение на выводе RT/CT, соответственно, при малом коэффициенте заполнения и, следовательно, при высокой частоте. Каналы B и A показывают те же напряжения, но при большом коэффициенте заполнения (при низкой частоте). Можно видеть, что время выключенного состояния в обоих случаях фиксировано, и для получения требуемого коэффициента заполнения изменяется только частота. Напряжение на выводе RT/CT дает четкое представление о том, как схема изменяет пилообразное напряжение. Эта схема управляет резонансным обратным преобразователем источника питания 2 кВ/5 мА и демонстрирует хорошие характеристики. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4098B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments UC1864J](#)
3. [Datasheet Texas Instruments UC3842N](#)
4. [Datasheet Texas Instruments UC3843N](#)

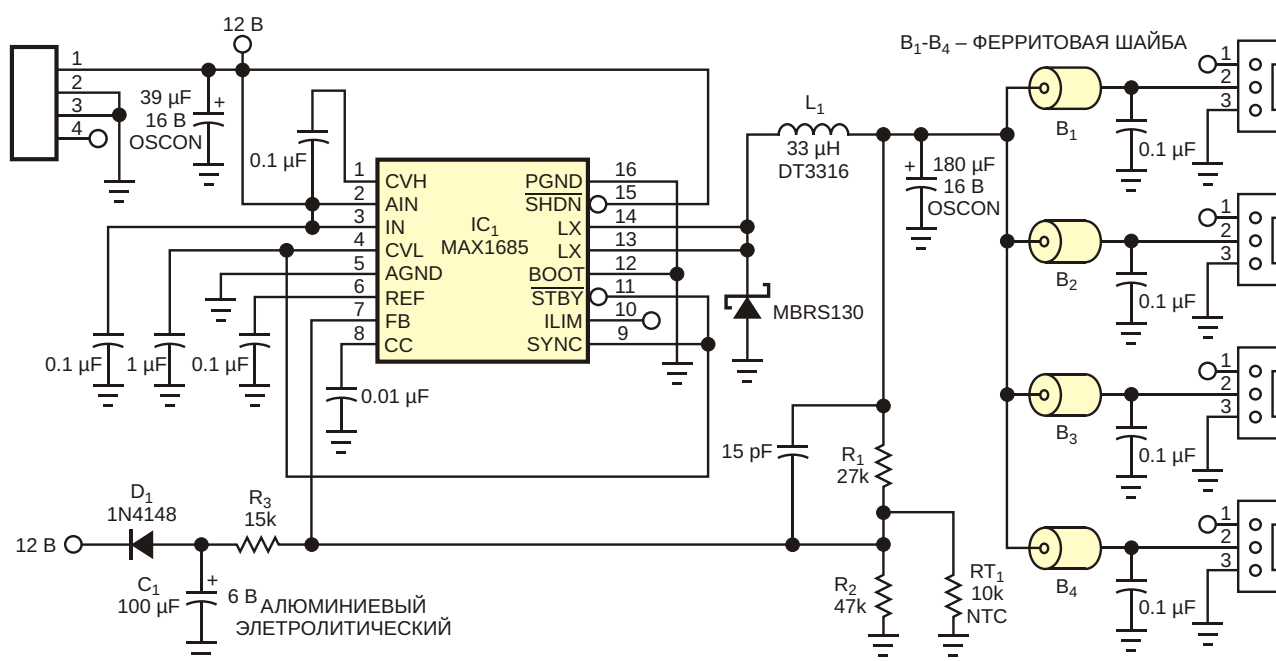
# Эффективная схема управления скоростью вращения вентилятора

John Guy

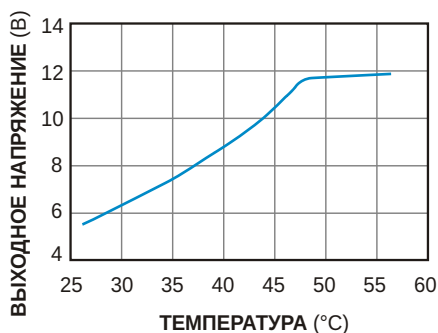
EDN

**З**акон Мура погружает нас в царство мультигигагерцовых процессоров и компьютеров с гигабайтами оперативной памяти, и перед инженерами встает задача отвода тепла, выделяемого этими современными компонентами. Охлаждение таких систем представляет собой дилемму. Если оптимизировать размеры и скорость вентилятора для номинальных рабочих условий, при ухудшении этих условий система может выйти из строя. С другой стороны, если выбрать вен-

тилятор для поддержания приемлемой рабочей температуры в наихудших условиях, издаваемый вентилятором шум может иметь раздражающий уровень. Очевидным решением является управление скоростью вентилятора. Если в системе имеется шина управления, можно добавить одну из множества доступных сложных микросхем контроля скорости вращения вентилятора. Но если такой шины нет, понадобится автономный регулятор скорости вращения (Рисунок 1).



**Рисунок 1.** Для управления скоростью вращения вентилятора термистор RT<sub>1</sub> регулирует выходное напряжение этого DC/DC преобразователя.



**Рисунок 2.** Выходное напряжение схемы на Рисунке 1 изменяется с температурой.

Питание поступает от источника 12 В, а DC/DC преобразователь IC<sub>1</sub> понижает входное напряжение до промежуточного напряжения для питания вентилятора. Передаточная характеристика этого напряжения является функцией сопротивлений резисторов R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> и термистора RT<sub>1</sub>. Термистор относится к типу NTC (с отрицательным температурным коэффициентом), поэтому с повышением температуры выходное напряжение увеличивается. Выходное напряжение составляет приблизительно 5.5 В при комнатной температуре и увеличивается до 12 В примерно при 47 °С (Рисунок 2). Можно легко выбрать соотношение сопротивлений резисторов R<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> и RT<sub>1</sub> с помощью электронной таблицы. Обратите внимание, что табличные зависимости

сопротивления термистора от температуры проще в использовании, чем громоздкие формулы для сопротивления термистора.

Поскольку схема на Рисунке 1 не контролирует скорость или ток вентилятора, в нее включены элементы R<sub>3</sub>, C<sub>1</sub> и D<sub>1</sub>, чтобы гарантировать, что вентилятор начнет вращаться во время запуска. В течение первых нескольких секунд работы, определяемых постоянной времени R<sub>3</sub>C<sub>1</sub>, эта вспомогательная цепь принудительно увеличивает выходное напряжение микросхемы IC<sub>1</sub>. После запуска вентилятор легко поддерживает вращение при более низких рабочих напряжениях. Важным критерием выбора DC/DC преобразователя является его способность работать с коэффициентом заполнения 100%. Микросхема IC<sub>1</sub> удовлетворяет этому требованию и предоставляет дополнительное удобство благодаря наличию внутреннего силового MOSFET. Микросхема может отдавать ток до 1 А, что достаточно для питания от одного до четырех вентиляторов. Дополнительным преимуществом является то, что высокий КПД IC<sub>1</sub> помогает минимизировать количество тепла, отводимого схемой. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX1685](#)
2. [Datasheet onsemi MBRS130](#)



# Стабилизатор 12 В/3 А с широким диапазоном входных напряжений

Wayne Rewinkel

EDN

Синхронные понижающие регуляторы обеспечивают высокий КПД и популярны в приложениях, в которых доступные входные напряжения составляют 12 В или менее. Однако, когда входное напряжение приближается к 100 В, проектирование широкодиа-

пазонных регуляторов становится более сложным, а выбор подходящих микросхем значительно сужается. В описанной ниже схеме относительно высокоэффективного синхронного понижающего преобразователя, работающего при входных напряжениях

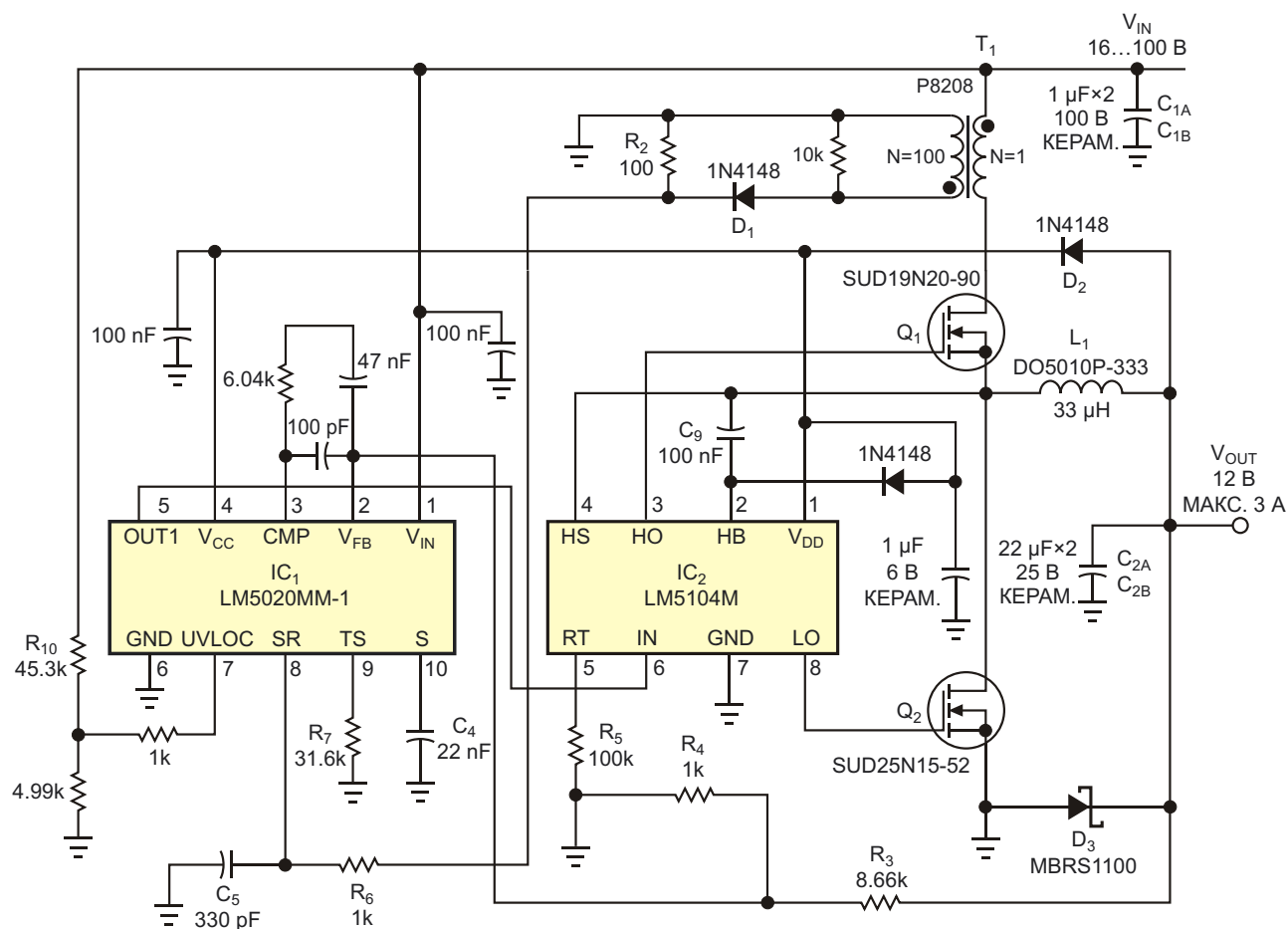


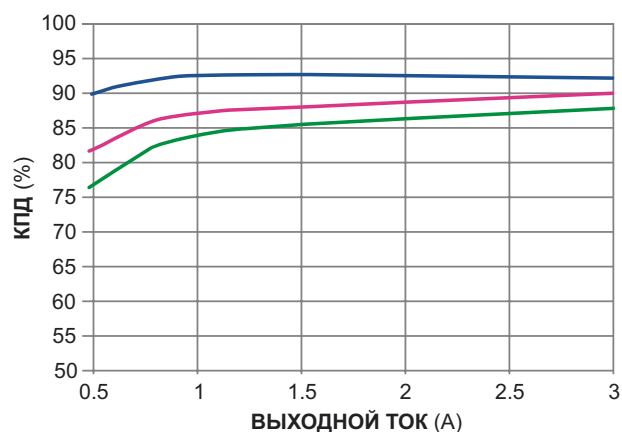
Рисунок 1. Основу этого высокоэффективного стабилизатора напряжения с широким диапазоном входных напряжений составляют две микросхемы и два MOSFET.

до 100 В, объединены микросхема ШИМ контроллера, предназначенного для схем обратных регуляторов, и микросхема 100-вольтового драйвера затвора.

В схеме на Рисунке 1 используется микросхема контроллера ШИМ LM5020 (IC<sub>1</sub>), управляющая драйвером затвора LM5104 (IC<sub>2</sub>), вместе с которым она образует контроллер синхронного преобразователя. LM5020 содержит внутренний линейный стабилизатор, способный работать с входными напряжениями до 100 В, а также обеспечивать ток микросхеме LM5104. Чтобы уменьшить рассеиваемую мощность при высоких входных напряжениях, после первоначального включения на остальную часть схемы через диод D<sub>2</sub> подается плавающее напряжение 11.5 В. Трансформатор T<sub>1</sub> компании Pulse Engineering с соотношением витков 100:1 обеспечивает обратную связь по току во время включения MOSFET Q<sub>1</sub>. Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub> представляют собой устройства в корпусах DPAK с низкими зарядами затворов и низкими сопротивлениями в открытом состоянии, уменьшающими общие коммутационные потери при рабочей частоте схемы 200 кГц. Все конденсаторы имеют конструкцию с керамическим диэлектриком, позволяющую выдерживать высокие температуры и не занимать много места на плате.

Для продолжительной работы при высоком входном напряжении, максимальном токе нагрузки и в условиях повышенной температуры транзистору Q<sub>1</sub> требуется радиатор достаточной площади или поток охлаждающего воздуха, чтобы поддерживать температуру его перехода ниже максимального разрешенного значения 175 °С. Q<sub>1</sub> имеет низкое тепловое сопротивление переход-корпус, и поэтому температура его корпуса не должна превышать 160 °С. Неэкранированный дроссель L<sub>1</sub> с ферритовым сердечником типа DO5010 занимает мало места на печатной плате и обеспечивает высокий номинальный ток насыщения, но является основным источником потерь в этой конструкции. Для приложений с менее строгими требованиями к занимаемому объему можно повысить КПД схемы, увеличив индуктивность и размеры L<sub>1</sub>, тем самым, уменьшая пульсации тока и позволяя использовать сердечник большего размера и увеличенный диаметр провода

обмотки. Уменьшение выходного напряжения повышает КПД, но когда выходное напряжение падает ниже плавающего напряжения схемы 8 В, IC<sub>1</sub> начинает рассеивать дополнительную мощность и требует осторожности, чтобы не превысить ее допустимого значения. На Рисунке 2 показан измеренный КПД схемы в зависимости от выходного тока для трех значения входного напряжения.



**Рисунок 2.** КПД схемы зависит от входного напряжения и тока нагрузки.

Одно из практических применений этой схемы соответствовало требованиям заказчика к DC/DC преобразователю, который мог бы работать от источника 24 В и обеспечивать выходное напряжение 12 В при токах до 3 А. Эта на первый взгляд рутинная спецификация была дополнена требованием работы в физически и электрически агрессивной среде, в которой устройство находится на блоке цилиндров двигателя, температура которого достигает 125 °С, а температура окружающего воздуха достигает 100 °С. Кроме того, источник питания состоял из двух последовательно соединенных 12-вольтовых аккумуляторов, обеспечивающих номинальное напряжение 24 В, которое на практике варьировалось от 18 до 40 В и могло достигать 100 В при пиках, индуцированных сбросом нагрузки. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM5020](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM5104](#)
3. [Datasheet Vishay SUD19N20-90](#)
4. [Datasheet Vishay SUD25N15-52](#)
5. [Datasheet Coilcraft DO5010](#)

# Простой отключаемый фильтр

Peter Demchenko

EDN

На Рисунке 1 показано, как можно включать и выключать фильтр верхних частот (ФВЧ) Саллена-Ки, используя лишь один дополнительный транзистор и резистор.

Это решение кажется адекватным для фильтра Саллена-Ки, поскольку сама топология достаточно проста.

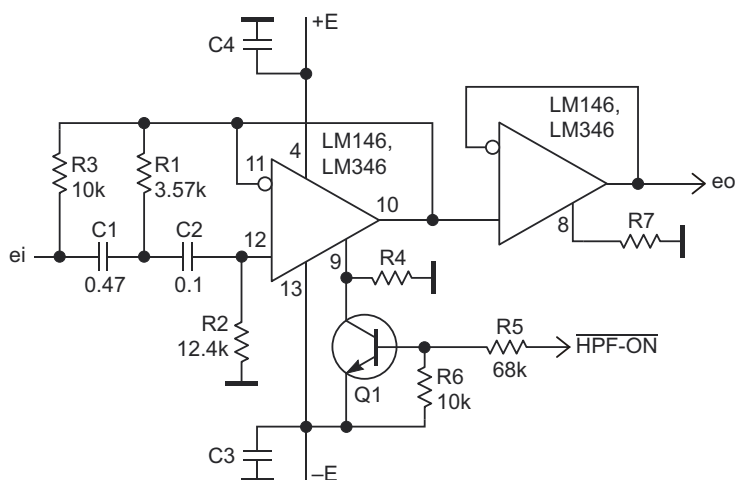
В схеме использован операционный усилитель (ОУ), у которого произведение полосы пропускания на коэффициент усиления программируется втекающим током  $I_{SET}$ , задаваемым резистором R4. Операционными усилителями такого типа являются LM146 и LM346.

При простой зеркальной модификации этой схемы в ней также можно использовать операционный усилитель с настройкой вытекающим током, такой, скажем, как LM4250.

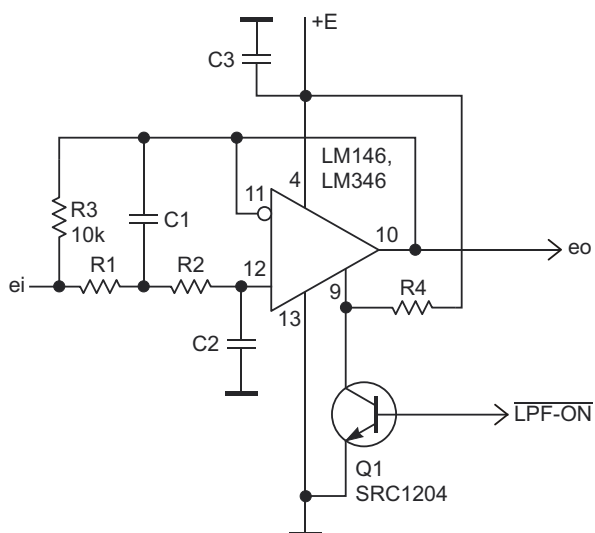
Например, Q1 становится транзистором p-n-p типа и подключается к шине +E.

Резистор R3 образует обходной путь при выключенном ОУ. Когда транзистор Q1 закрыт, программирующий ток течет через вход  $I_{SET}$  (вывод 9). При этом операционный усилитель включен и имеет очень низкое выходное сопротивление, определяемое резистором R3 делителя напряжения, что эффективно устраняет влияние обходного пути (более 80 дБ), оставляя отфильтрованный выходной сигнал.

Если транзистор Q1 включен, ток  $I_{SET}$  поступает в Q1 и не может активировать вход  $I_{SET}$ . Это обусловлено пороговым напряжением входа  $I_{SET}$ , которое составляет от 0.8 В до 0.9 В. Таким образом, ОУ выключен, и его выход фактически отключен от схемы.



**Рисунок 1.** Топология фильтра ФВЧ Саллена-Ки, который можно включать и выключать с помощью дополнительного транзистора и резистора.



**Рисунок 2.** Топология ФНЧ с однополярным питанием, который может включаться и выключаться транзистором Q1 со встроенными резисторами смещения.

Теперь выходное напряжение определяется делителем, образованным резистором R3 и сопротивлением нагрузки. Чтобы подчеркнуть это, следующий каскад изображен в виде буфера, что не является обязательным. Обратите внимание, что элементы фильтра R1 и C1 подключены параллельно резистору R3, и не учитывать этого нельзя.

Версия фильтра нижних частот (ФНЧ) показана на Рисунке 2. Здесь использовано однополярное питание и транзистор Q1 с интегрированными резисторами смещения, что еще больше упрощает схему. [РЛ](#)

## Материалы по теме

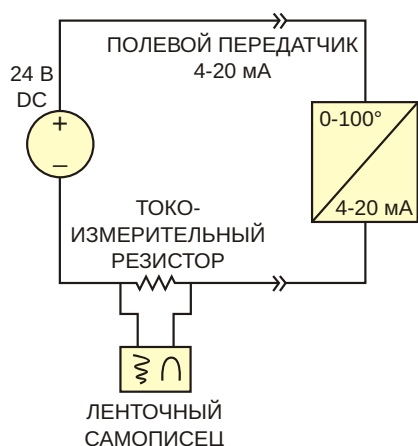
1. [Datasheet Texas Instruments LM146](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM346](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM4250](#)
4. [Datasheet AUK SRC1204](#)

# Защита от замыканий источника питания петли 4-20 мА

Mark Pearson

EDN

Токовая петля 4-20 мА состоит из источника питания и устройства измерения тока на стороне управления, а также из полевого передатчика, который воспринимает информацию о переменных процесса, таких как температура или давление, и преобразует ее в ток (Рисунок 1). Большинство промышленных токовых петель питается напряжением 24 В, но это напряжение может варьироваться от 12 до 36 В. В более старых системах напряжение петли может быть еще выше. Для многих таких приложений требуется ограничение тока, защита от коротких замыканий или и то, и другое. Например, короткое замыкание или токовая перегрузка в одной из нескольких петель, питаемых от одного источника, может привести к отказу источника питания, который отключит все подключенные к нему передатчики. С другой стороны, конструктивно безопасные петли включа-



**Рисунок 1.** В промышленных приложениях широко используется базовая структура токовой петли 4-20 мА.

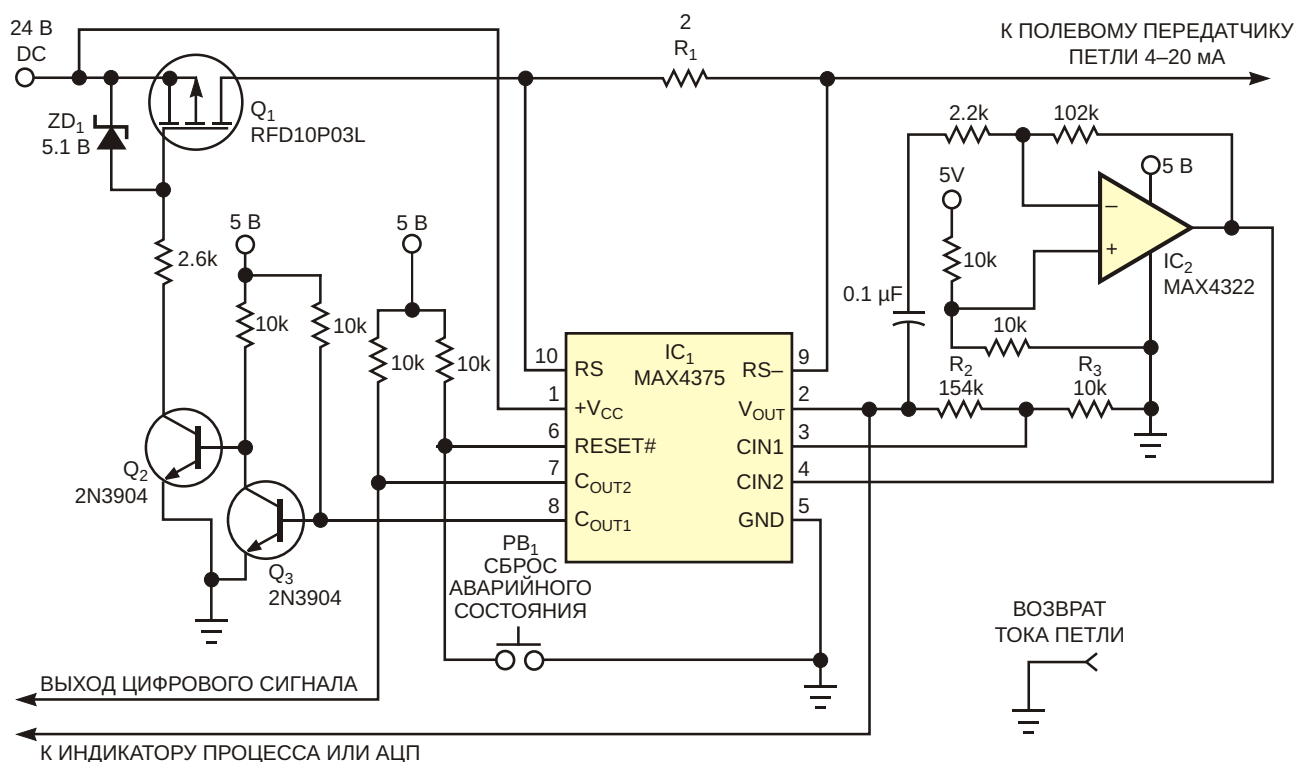
ют в себя барьерный модуль, который ограничивает ток и напряжение преобразователя. Защищенные от сбоев источники могут добавить еще один уровень безопасности системы. Установка ограничения тока для каждой петли позволяет точно определить необходимую мощность источника питания, не превышая ее. На Рисунке 2 показан один из способов гибкой защиты от замыканий для источника питания 24 В петли 4-20 мА. Устройство также содержит схему восстановления цифрового сигнала, совмещенную с этой петлей. Микросхема IC<sub>1</sub> – токоизмерительный усилитель верхнего плеча с компаратором и источником опорного напряжения – воспринимает ток петли как напряжение от 8 до 40 мВ на резисторе R<sub>1</sub> и усиливает его в 100 раз, выработывая выходное напряжение в диапазоне от 0.8 до 4 В. Этот выход V<sub>OUT</sub> может напрямую управлять внешними измерителями, самописцами и входами аналого-цифровых преобразователей.

Делитель напряжения R<sub>2</sub>-R<sub>3</sub> устанавливает выбранный порог срабатывания токовой защиты (I<sub>FAULT</sub>) для первого внутреннего компаратора микросхемы IC<sub>1</sub> на уровне 0.6 В. Установка порога, равного, например, 50 мА, дает следующее соотношение сопротивлений резисторов R<sub>2</sub> и R<sub>3</sub>:

$$\frac{R_3}{R_2} = \frac{0.6 \text{ В}}{100 I_{\text{FAULT}}}$$

откуда  $R_2 = 15.67 \times R_3$ . При возникновении неисправности выход C<sub>OUT1</sub> переходит в состояние высокого импеданса, и резистор подтягивает его к уровню 5 В. Неинвертирую-





**Рисунок 2.** Эта схема обеспечивает защиту от замыканий и восстановление цифрового сигнала для токовой петли 4–20 мА.

щая каскадированная пара транзисторов  $Q_2$ - $Q_3$  обеспечивает интерфейс с высоким напряжением петли и сохраняет правильную полярность для управления затвором MOSFET  $Q_1$ .  $Q_1$  удерживается в выключенном состоянии до тех пор, пока первый компаратор микросхемы  $IC_1$  не будет сброшен нажатием кнопки  $PB_1$  или другим сигналом. Стабилитрон  $ZD_1$  предназначен для защиты затвора  $Q_1$  от повышенного напряжения.

Микросхема  $IC_2$  и связанные с ней цепи могут восстанавливать любую цифровую информацию, наложенную на ток петли 4–20 мА путем модуляции. Например, в протоколе HART для модуляции тока петли между уровнями  $\pm 0.5$  мА обычно используется FSK (частотная манипуляция) в диапазоне от 1200 до 2400 Гц. (Для этой схемы модулированный сигнал на выходе  $V_{OUT}$  (вывод 2 мик-

росхемы  $IC_1$ ) составляет  $\pm 0.1$  В). Сигнал с выхода  $V_{OUT}$  микросхемы  $IC_1$  через емкость подается на вход операционного усилителя  $IC_2$  и усиливается этим устройством для восстановления таких цифровых сигналов. Микросхема  $IC_1$  содержит второй компаратор с инвертирующим входом (вывод 4), который можно использовать для компенсации инверсии цифрового сигнала на выходе  $IC_2$ . Хотя это и не обязательно, этот выход компаратора ( $C_{OUT2}$ ) также может представлять восстановленный цифровой сигнал в виде чистых прямоугольных импульсов для управления внешними схемами. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4322](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4375](#)
3. [Datasheet Intersil RFD10P03L](#)

# Прецизионный усилитель с синхронным детектированием для измерения низких напряжений

Jordan Dimitrov

EDN

**В** этой статье представлена практическая схема, в которой для усиления малых постоянных напряжений с высокой линейностью и превосходной помехоустойчивостью используется синхронное детектирование. Такие схемы необходимы при измерениях сигналов токовых шунтов, тензодатчиков, термопар и т. д. Принцип синхронного детектирования объясняется во многих книгах, статьях и руко-

водствах по эксплуатации. Для тех, кто не знаком с этой темой, хорошей отправной точкой будет [1].

Блок-схема усилителя показана на Рисунке 1. Он обеспечивает фиксированное усиление в 1000 раз, разделенное между инструментальным усилителем, регулируемым неинвертирующим усилителем и фильтром нижних частот. Коммутаторы полярности и инстру-

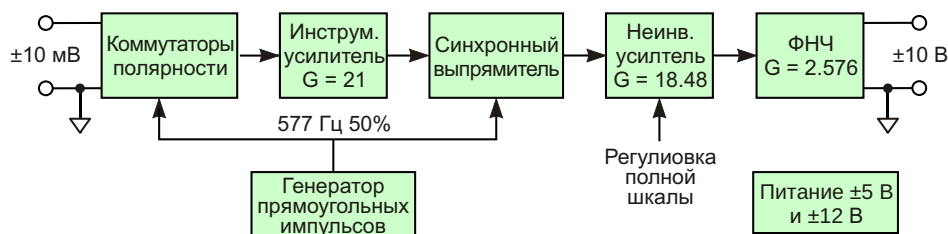


Рисунок 1. Блок-схема усилителя.

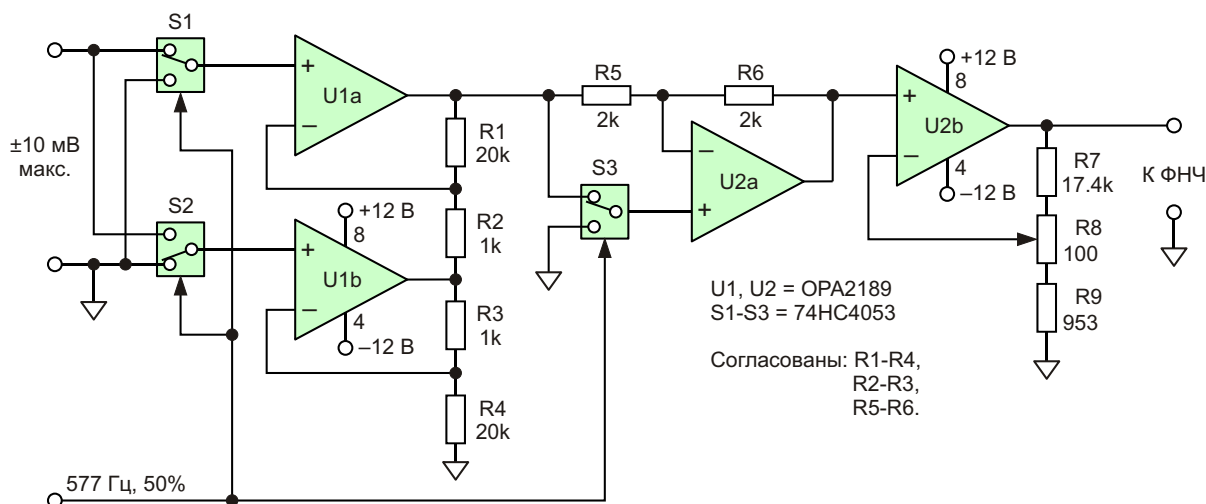
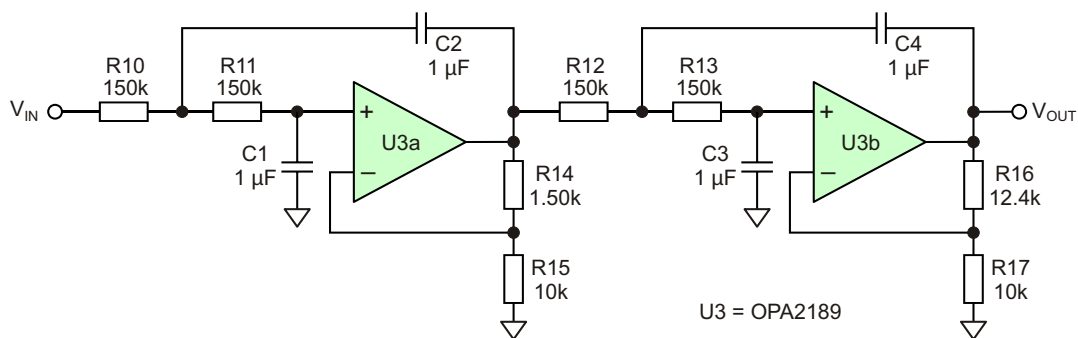


Рисунок 2. Принципиальная схема части усилителя (фильтр представлен на отдельной схеме).



**Рисунок 3.** Принципиальная схема фильтра нижних частот.

ментальный усилитель преобразуют входное постоянное напряжение в биполярные прямоугольные импульсы, что позволяет применять метод синхронного детектирования.

На Рисунке 2 представлена схема первых четырех блоков блок-схемы. Высококачественные операционные усилители обеспечивают сверхнизкое напряжение смещения, очень низкий уровень шума и скорость нарастания 20 В/мкс. Допустимое отклонение сопротивлений всех резисторов составляет 1%, но резисторы с R1 по R6 должны быть подобраны в пары с точностью 0.05%.

На Рисунке 3 показана схема фильтра. Это каноническая конструкция 4-полюсного фильтра нижних частот Саллена-Кея с коэффициентом усиления по постоянному току 2.576 [2], частотой среза 1 Гц и крутизной спада –80 дБ/дек. Генератор прямоугольных импульсов сделан на основе микросхемы 74НС4060. Частота установлена равной

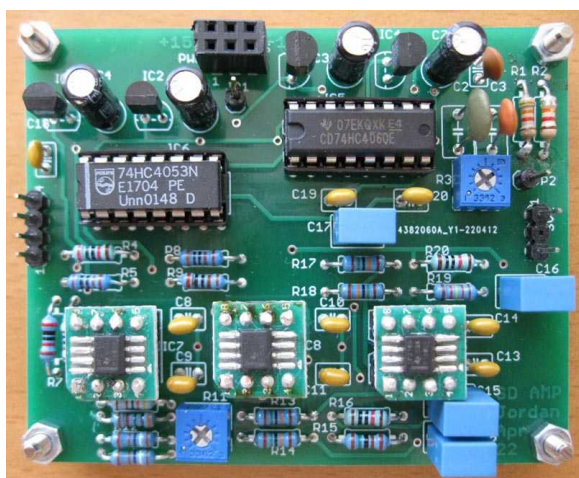
577 Гц – простому числу, примерно равноудаленному от ближайших гармоник 50 Гц и 60 Гц.

Устройство, собранное на печатной плате, показано на Рисунке 4. Двухсторонняя плата имеет размеры 78 мм × 62 мм. Все аналоговые земли соединены отдельными печатными проводниками в точке подключения земли источника питания. Все измерения выполнялись относительно этой общей точки.

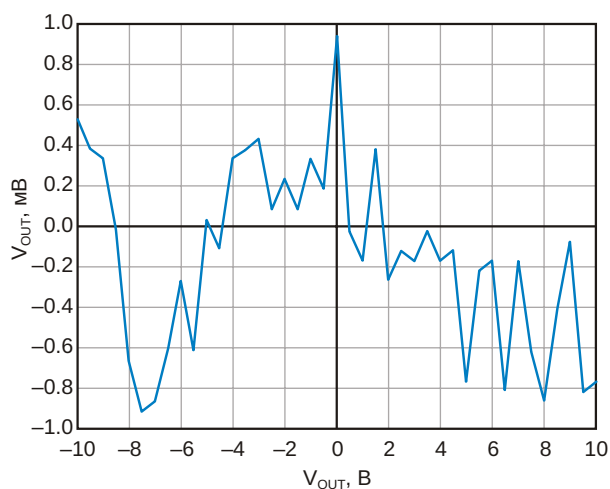
Характеристики схемы оценивались с помощью самодельного калибратора напряжения [3] и 6.5-разрядного мультиметра. Для увеличения разрешения по входному напряжению между двумя платами был установлен делитель 100:1.

Передаточная функция  $V_{BF}$ , аппроксимированная линией наилучшего соответствия, имеет вид:

$$V_{BF} = 1001.1 V_{IN} - 0.013$$



**Рисунок 4.** Усилитель на двухсторонней печатной плате.



**Рисунок 5.** Отклонения экспериментальных результатов от линии наилучшего соответствия находятся в диапазоне  $\pm 1$  мВ.

На Рисунке 5 изображены отклонения экспериментальных результатов от линии наилучшего соответствия в зависимости от выходного напряжения. Ошибка находилась в пределах между +1 мВ и –1 мВ. Относительно напряжения полной шкалы 10 В это отличный результат. Смещение передаточной функции на 13 мВ может быть легко устранено аппаратно или программными средствами, если схема подключена к микроконтроллеру.

В заключение перечислим некоторые меры, которые могут помочь снизить стоимость и улучшить характеристики устройства.

Провода, соединяющие источник сигнала с платой, должны быть как можно короче.

Для U3 можно использовать более дешевый операционный усилитель с менее экстремальными значениями напряжения смещения.

Если возможно, фильтр можно заменить 2-полюсным. Второй операционный усили-

тель в корпусе можно использовать для компенсации смещения передаточной функции.

Использование компонентов для печатного монтажа позволит уменьшить размеры и стоимость печатной платы. **ПЛ**

## Ссылки

1. Orozco L. Use synchronous detection to make precision, low level measurements. Technical article MS-2698 from Analog Devices.
2. Smith S. The scientist and engineer's guide to digital signal processing. 2nd edition, Chapters 3 and 32, California technical publishing, 1999.
3. Dimitrov J. [Самодельный калибратор напряжения постоянного тока и опорный источник с ошибкой менее 70 мкВ.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA2189](#)
2. [Datasheet NXP 74HC4053](#)
3. [Datasheet NXP 74HC4060N](#)

# Простой логометрический метод измерения очень малых сопротивлений

Peter Demchenko

EDN

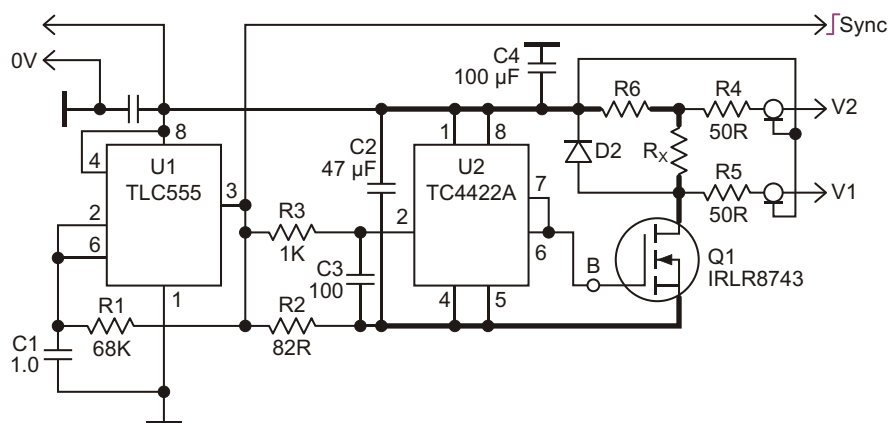
Возможно, наиболее распространенными приложениями для очень низкоомных резисторов (например, миллиомы и меньше) являются схемы контроля тока, где их низкое сопротивление снижает потери мощности. Для этих приложений вполне достаточно допусков порядка 10%-20%. Но даже при таких допусках точное измерение очень малых значений сопротивлений может быть довольно сложной задачей, особенно при больших токах.

Схема, показанная на Рисунке 1, обеспечивает решение этой проблемы путем подачи импульсов с малым коэффициентом заполнения на неизвестный резистор и на эталонный резистор известного сопротивле-

ния. Для сравнения отклика двух компонентов и определения сопротивления тестируемого резистора используется логометрический метод.

Для измерений сигналов на выходах V1 и V2, необходимых для расчета точных значений сопротивления, можно использовать обычный осциллограф или же импульсный вольтметр, который может обеспечить более высокую точность.

В схеме используется почтенный таймер 555, работающий в автоколебательном режиме для генерации импульсов, которые используются для заряда и разряда малоиндуктивного конденсатора C2. Во время цикла разряда ток проходит через прецизионный



**Рисунок 1.** Эта схема позволяет точно измерять очень низкие значения сопротивлений путем подачи импульсов с малым коэффициентом заполнения на неизвестный резистор и на эталонный резистор с известным сопротивлением.



стандартный резистор  $R_6$  и измеряемое сопротивление  $R_x$ . Значение сопротивления можно рассчитать из соотношения соответствующих напряжений:

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{R_x + R_6}{R_6} = \frac{R_x}{R_6} + 1,$$

где  $V_1$  и  $V_2$  – пиковые значения напряжений.

Отсюда неизвестное значение равно:

$$R_x = \left( \frac{V_1}{V_2} - 1 \right) R_6.$$

Полоса пропускания осциллографа или вольтметра должна быть достаточно большой, чтобы улавливать короткие импульсы, создаваемые схемой. Некоторые осциллографы не обеспечивают достаточной яркости из-за очень большого отношения длительности периода генератора на микросхеме 555 к длительности импульса.

Схема также может использоваться для управления другими низкоомными нагрузками, требующими импульсов тока большой амплитуды и малой длительности, таких, например, как полупроводниковые лазеры.

## Компоненты, использованные в измерительной схеме

Импульс Sync (вывод 3 микросхемы U1) облегчает более раннюю синхронизацию осциллографа. Задержка между импульсом синхронизации и выходным импульсом может позволить осциллографу захватить фронт импульса, поскольку у некоторых осциллографов может не быть линии задержки в канале Y, что делает очень крутые фронты неотображаемыми. Эта задержка определяется постоянной времени  $R_3 \cdot C_3$ . Емкость  $C_3$  может находиться в диапазоне 20-500 пФ (или даже больше), в зависимости от используемой скорости развертки и самого осциллографа.

Для обеспечения большого тока заряда емкости затвора транзистора Q1 и быстрого включения, что необходимо для точных измерений, используется драйвер MOSFET U2 (TC4422A).

MOSFET Q1 имеет очень низкое сопротивление открытого канала (менее 3 Ом), обеспечивающий чистый импульс большой

амплитуды. Быстродействующий диод D2 ограничивает выбросы напряжения на стоке Q1. Примечание: большие токи, возникающие в этой части схемы, требуют особого внимания, как к выбору компонентов, так и к разводке печатной платы. Подробности см. ниже в разделах *Выбор компонентов* и *Конструкция*.

Короткие и мощные импульсы тока в схеме также порождают широкий спектральный отклик в частотной области. Поэтому необходимо уделять особое внимание минимизации паразитных индуктивных и емкостных нагрузок, иначе большие уровни реактивных сопротивлений будут приводить к возникновению колебаний в различных частях схемы. Практические рекомендации, которые необходимо знать, чтобы свести к минимуму эти нежелательные паразитные параметры, описаны в разделе *Конструкция* этой статьи.

## Выбор компонентов

Настоятельно рекомендуется использовать в схеме компоненты для поверхностного монтажа. В некоторых конденсаторах, даже пленочных, может происходить пьезоэлектрическое смещение диэлектрических слоев при воздействии на них резких сильных импульсов тока, подобных тем, которые воздействуют на  $C_2$ . Иногда от таких конденсаторов даже слышно вполне различимое «тиканье», что говорит о высоком уровне потерь из-за пьезоэффекта. В этом случае можно считать лучшим компонент с более низким уровнем «тиков».

В качестве эталонного сопротивления ( $R_6$ ) использовался 1-процентный резистор LOB-3 сопротивлением 5 МОм.

Благодаря логометрическому методу измерения, используемому в схеме, допуски номиналов большинства компонентов не очень критичны, но особое внимание следует уделять их стабильности и конструкции. Например, емкость конденсатора  $C_2$  не критична, но она должна быть достаточно большой, чтобы обеспечить относительно длинный импульс тока, хорошо наблюдаемым с помощью осциллографа или вольтметра.

Этот конденсатор должен быть многослойным фольговым или керамическим с низкими значениями паразитного сопротивления и индуктивности. Следует избегать

использования многих типов конденсаторов, особенно керамических, если их емкость зависит от приложенного напряжения. При необходимости для получения желаемой емкости несколько конденсаторов могут быть соединены параллельно.

Подходящими MOSFET с низкими сопротивлениями открытых каналов могут быть CSD16321Q5 или IRLx8743. Однако такие устройства часто имеют сравнительно низкое пробивное напряжение сток-исток и затвор-исток (всего 8 В для CSD16321Q5) – потенциально слабое место, которое следует учитывать при любых вносимых изменениях.

Другим потенциальным ограничением является максимальный ток стока MOSFET. Оба эти параметра влияют на нижний предел измерений схемы.

Для снижения уровня паразитных колебаний резистор R6 и конденсатор C4 должны иметь очень малые индуктивности – как самих компонентов, так и дорожек платы, к которым они подключены.

## Конструкция

Проводники печатной платы, идущие к резистору R6 и конденсатору C4, должны быть короткими и разведены так, чтобы свести к минимуму паразитные реактивные сопротивления, которые могут привести к локальным резонансам, вызванным импульсами тока. Если разводка схемы не соответствует этому требованию, максимально допустимое напряжение MOSFET Q1 может быть легко превышено. Например при ем-

костной нагрузке 6 нФ (емкость затвора) время нарастания/спада на выходе драйвера TC4422A может быть меньше 25 нс; что в сочетании с большим током через индуктивности (порядка 100 А) может приводить к возникновению напряжений, способных повредить практически любой MOSFET.

Обратите внимание на проводники, выделенные на схеме жирными линиями – они должны быть достаточно широкими, чтобы пропускать большие токи, и как можно более короткими, чтобы свести к минимуму паразитные индуктивности. Это особенно важно для дорожки, соединяющей затвор Q1 с драйвером (U2, вывод 6), которая должна быть меньше одного дюйма. Ферритовая шайба на этой дорожке (B) может помочь подавить нежелательные колебания.

По той же причине длины соединений обоих резисторов R<sub>x</sub> и R6 должны быть сделаны по возможности одинаковыми. Они также должны быть максимально короткими, чтобы свести к минимуму индуктивности и падения напряжений.

Все внешние подключения к схеме должны выполняться с учетом основных требований проектирования высокочастотных устройств. Например, необходимо использовать 50-омные коаксиальные кабели с хорошим согласованием импедансов на обоих концах. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip TC4422A](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TLC555](#)
3. [Datasheet Infineon IRLR8743](#)

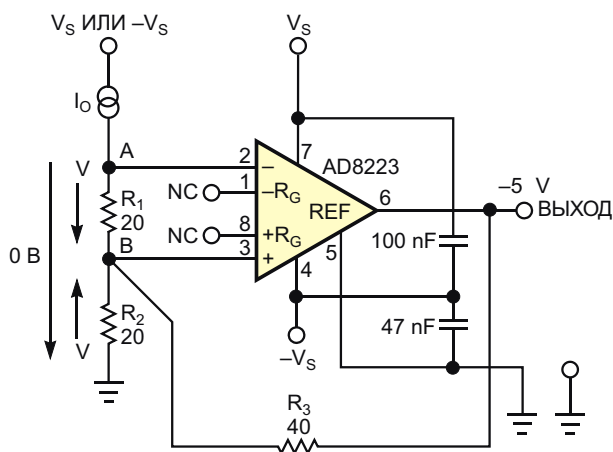
# Токовый шунт с нулевым падением напряжения на основе инструментального усилителя

Marián Štofka

EDN

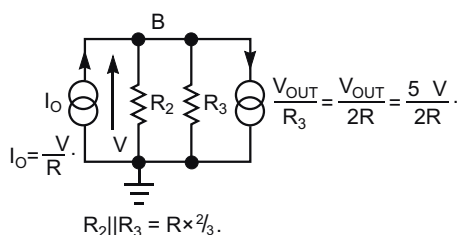
Полное падение напряжения на пассивных токовых шунтах, используемых для измерения величины тока, протекающего через относительно низкоомный резистор, часто составляет 60 мВ для мощного оборудования и 200 мВ для электронных измерительных приборов. Точно так же простые преобразователи тока в напряжение, в которых измеряемый ток протекает через измерительный резистор, нередко имеют еще более высокие

падения напряжения. Однако в некоторых случаях падение напряжения между входной клеммой и землей должно быть минимальным; в идеальном случае – 0 В, независимо от измеряемого тока. Если приложению требуется эта функция, можно использовать преобразователь тока в напряжение, показанный на Рисунке 1. В этой схеме  $R_1$  служит классическим токочувствительным резистором, падение напряжения на котором воспринимается инструментальным усилителем, измеряющим ток. Инструментальный усилитель совместно с резистором  $R_1$  не только выполняют функцию инвертирующего преобразователя тока в напряжение, но и создают напряжение на резистивной цепочке в точке В. Это напряжение равно по величине падению напряжения  $V_{R1}$  на резисторе  $R_1$  и имеет противоположную полярность. Конечным результатом является то, что значение напряжения на входе А теоретически остается равным 0 В, независимо от величины и полярности тока, протекающего на входе.



**Рисунок 1.** Этот инструментальный усилитель служит двум целям: он образует преобразователь ток-напряжение, с коэффициентом передачи  $-5R$ , и создает падение напряжения противоположной полярности в точке В, что позволяет поддерживать нулевой потенциал на входе А, независимо от входного тока.

В проекте используется инструментальный усилитель AD8223 компании Analog Devices, поскольку коэффициент усиления по напряжению, по умолчанию равный пяти, с высокой точностью остается близким к идеальному. Типовая ошибка усиления при значении усиления по умолчанию составляет 0.03%, а наихудшая ошибка равна 0.1% для микросхем группы В. При усилении, равном



**Рисунок 2.** Для того, чтобы падение напряжения в точке А на Рисунке 1 составляло 0 В, сопротивление резистора  $R_3$  должно быть вдвое больше, чем  $R_2$ .

пяти, и одинаковых сопротивлениях резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , можно рассчитать, что для того, чтобы падение напряжения на входе А равнялось 0 В, сопротивление  $R_3$  должно быть в два раза больше, чем  $R_2$  (Рисунок 2). Резисторы  $R_1$ ,  $R_2$  и  $R_3$  в схеме на Рисунке 1 должны быть прецизионными с низкими температурными коэффициентами сопротивления. В экспериментальной схеме с сопротивлениями резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , равными 20 Ом, приведенное к входу смещение нуля тока составляет 0.8 мкА, а падение напряжения на входе А изменяется на 0.27 мВ при входном токе 1 мА. Аналогично изменяется отрицательное напряжение на входе А при отрицательном

входном токе. Коэффициент передачи схемы равен:

$$\frac{V_{OUT}}{I_{IN}} = 5R.$$

Так, например, при входном токе 1 мА напряжение на выходе будет равно –100 мВ. Поскольку допустимая нагрузка по току микросхемы AD8223 для втекающего выходного тока примерно в 2.5 раза больше, чем для вытекающего, шкала для положительных входных токов может быть в 2.5 раза больше. Можно дополнительно расширить шкалы как для положительных, так и для отрицательных токов, увеличив напряжение питания с  $\pm 5$  В до  $\pm 12$  В; можно также использовать напряжения +12 В и –5 В. Если требуется измерение еще более высоких входных токов, между выходом инструментального усилителя и резистором  $R_3$  можно включить прецизионный буфер напряжения с достаточно большим допустимым выходным током. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8223](#)

# Экономичный проблесковый маячок



М. П. Басков, Москва

Проблесковый маячок имеет в повседневной жизни множество применений – он может имитировать охранное устройство, маркировать на местности границы участка, предупреждать о нахождении опасных предметов, использоваться в качестве брелока на ключах от квартиры, которые всегда теряются и т. д.

Такой маячок должен быть малогабаритным, экономичным и не нуждаться в смене батарей.

На Рисунке 1 изображено именно такое устройство. Множество таких маячков автором использовалось для пометки границ игровой территории в страйкболе.

Схема маячка настолько проста, что не нуждается в описании. Частота вспышек составляет 0.3 Гц.

В качестве источника питания В1 используется LiPo-аккумулятор 0.1 А·ч от smart часов. На AliExpress множество предлага-

ний, однако следует учитывать, что продавцы завышают емкость от 2 до 5 раз. Плата зарядного устройства приклеивается на аккумулятор через двустороннюю монтажную ленту, пористая структура которой препятствует нагреву аккумулятора.

В качестве источника света используется сверхъяркий зеленый светодиод. На закате и в сумерках такой маячок виден за 50 – 100 метров. Для ограждения опасных зон нужно использовать 4 маломощных сверхъярких красных светодиода, включенных параллельно и направленных в противоположные стороны.

Нами изготовлены 23 таких маячка, 22 из которых исправно работают с начала лета без выключения, однако выключатель в схеме желательно предусмотреть.

Если необходимо включать маячок только в темное время суток, то схему следует слег-

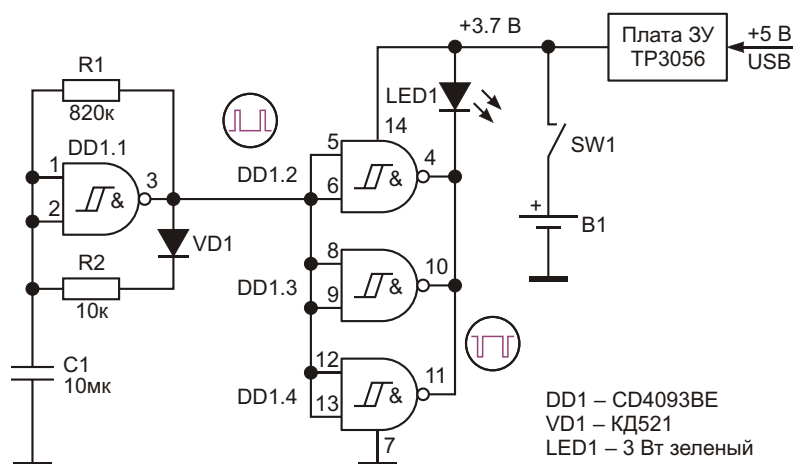
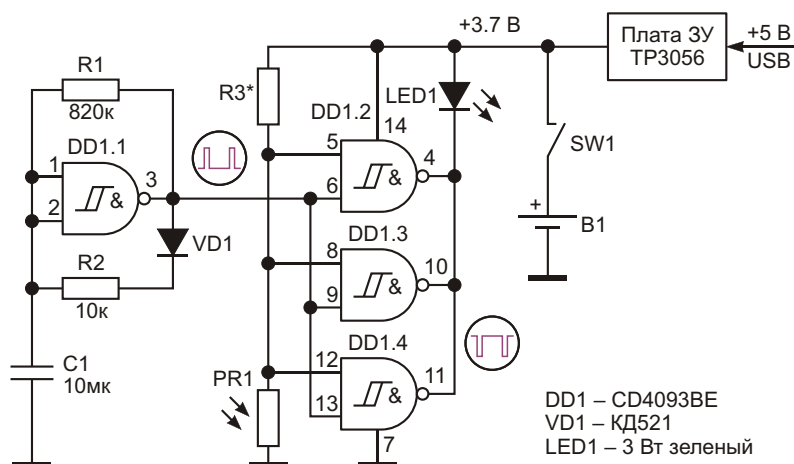


Рисунок 1. Схема проблескового маячка.





**Рисунок 2.** Модификация схемы для ночного режима использования.

ка видоизменить, так как показано на Рисунке 2. Современные фоторезисторы имеют очень большую разность между темновым и световым сопротивлением. Используя пороговые свойства триггера Шмитта на входах микросхемы CD4093BE, можно обеспечить четкое включение и выключение маячка. Со-

противление резистора R3 подбирается экспериментально в зависимости от имеющегося в наличии фоторезистора и необходимого уровня освещенности. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4093BE](#)

# Схема контроля высоковольтного источника питания

Shyam Sunder Tiwari

Electronic Design

В системах жизнеобеспечения, осаждающих пыль и частицы углерода, часто используются высоковольтные источники постоянного напряжения. Однако выход из строя высоковольтных компонентов, обусловленный изменением их свойств с течением времени, может привести к значительному падению напряжения, что не позволит системе работать должным образом, приводя к серьезному загрязнению воздуха.

Схема на Рисунке 1 позволяет системным операторам заранее знать, достаточно ли хорошо работает высоковольтный источник питания, чтобы механизм электрофильтра мог работать нормально. Она потребляет очень небольшой ток от высоковольтного источника питания, ограниченный высоковольтным резистором R1 сопротивлением 100 МОм или больше. Сопротивления резисторов R1 и R2 выбраны такими, чтобы обес-

печить безопасное рабочее напряжение 12 В на резисторе R2:

$$\frac{HV R_2}{R_1 R_2} = 12 \text{ В,}$$

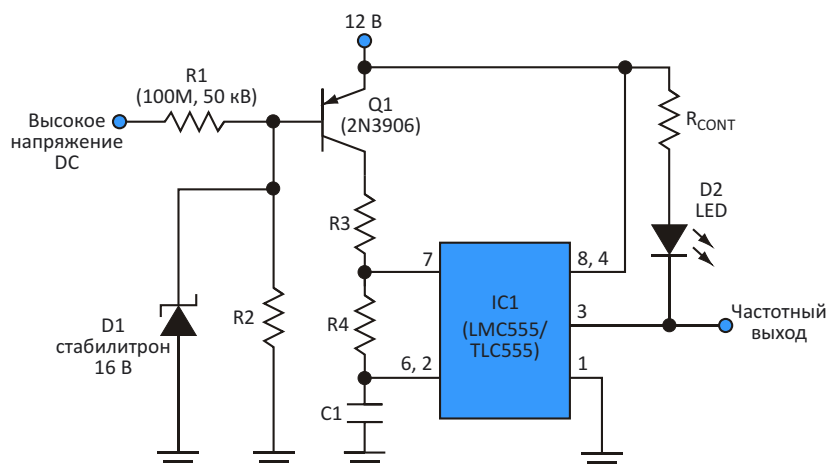
где

HV – высоковольтный потенциал постоянного тока,

R1 – сопротивление токоограничивающего резистора,

R2 – сопротивление, задающее потенциал базы транзистора Q1.

Если напряжение питания падает, напряжение на резисторе R2 также падает, уменьшая потенциал базы транзистора Q1. Транзистор Q1 открывается и запускает генератор на микросхеме LMC555/TLC555 (IC1). С помощью элементов R3, R4 и C1 разработчик



**Рисунок 1.** На этой схеме детектора падения высокого напряжения для сигнализации о неисправности используется визуальная индикация с помощью светодиода, однако к выходу LMC555/TLC555 также можно подключить динамик для подачи звукового сигнала.

может установить максимальную частоту, как правило, равную примерно 10 кГц. Выходная частота микросхемы IC1 будет изменяться от 0 Гц при нормальном высоком напряжении до максимального значения 10 кГц при неисправном источнике высокого напряжения с промежуточными значениями при частичном падении напряжения.

16-вольтовый стабилитрон защищает базу транзистора Q1 от чрезмерного напряжения. Для точного согласования рабочих напряжений разработчики могут использовать 12-вольтовый стабилитрон, но 16-вольтовый стабилитрон добавляет 4-вольтовый запас гибкости по рабочему напряжению. Частотный выход легко изолировать с помощью оптрона.

Схема может работать от стандартной 12-вольтовой батареи, но рабочее напряжение микросхемы не должно превышать 16 В, иначе генератор выдаст ложную тревогу о

сбое из-за отказа источника высокого напряжения. Минимальное рабочее напряжение схемы составляет 3 В. Сопротивление токоограничивающего резистора в цепи сигнального светодиода зависит от рабочего напряжения схемы и максимального тока светодиода. Обычно используется 470 Ом.

Недорогая стандартная микросхема таймера LMC555 была самым хорошим выбором для этой схемы. Импульсный сигнал легко передать по телефонной линии. Выходное переменное напряжение устройства также допускает изоляцию с помощью звукового трансформатора. Кроме того, разработчик может подключить LMC555 к динамику для подачи звукового сигнала. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

# Быстродействующий буфер на дискретных транзисторах

Lyle Williams

EDN

В схемах иногда требуется буфер с единичным усилением, чтобы снизить выходное сопротивление и исключить влияние нагрузки на предыдущий каскад. Для приложения, содержащего полторамегагерцовый мало-мощный передатчик и антенну, подойдет буферная микросхема BUF634, но буфер на дискретных транзисторах может быть более удобным и менее дорогим, чем микросхема.

На Рисунке 1 показана классическая конструкция такого буфера. Эта схема может управлять нагрузкой до 200 Ом при пиковом выходном напряжении 2 В. Выходной ток ограничен максимально допустимыми токами коллекторов транзисторов. Если приложению требуется большой выходной

ток, можно использовать выходные транзисторы большего размера. Однако подстроечный резистор  $R_4$ , включенный параллельно диодам, является относительно дорогой деталью, и его нужно отрегулировать так, чтобы получить правильный ток смещения для работы в режиме класса АВ. С течением времени эта регулировка, вероятно, будет смещаться.

В более простой схеме, такой, как показана на Рисунке 2, вместо диодов используются транзисторы токовых зеркал  $Q_1$  и  $Q_2$ . Резисторы  $R_2$  и  $R_3$  задают ток смещения при нулевом сигнале в цепях транзисторов смещения. Эффект токового зеркала приводит к тому, что ток в выходных транзисторах почти равен

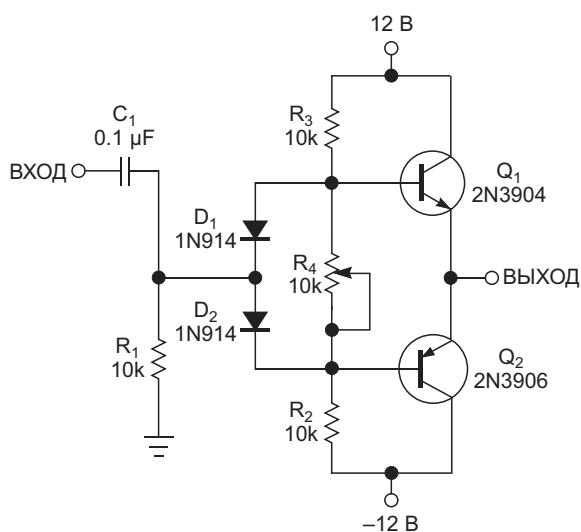


Рисунок 1. Типичный буфер может управлять нагрузками до 200 Ом.

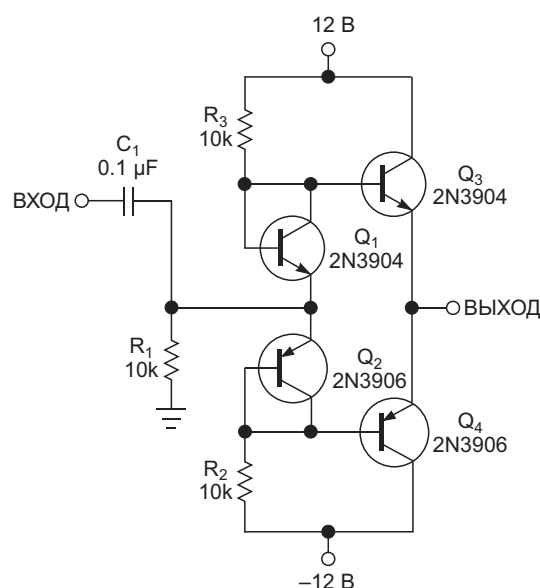
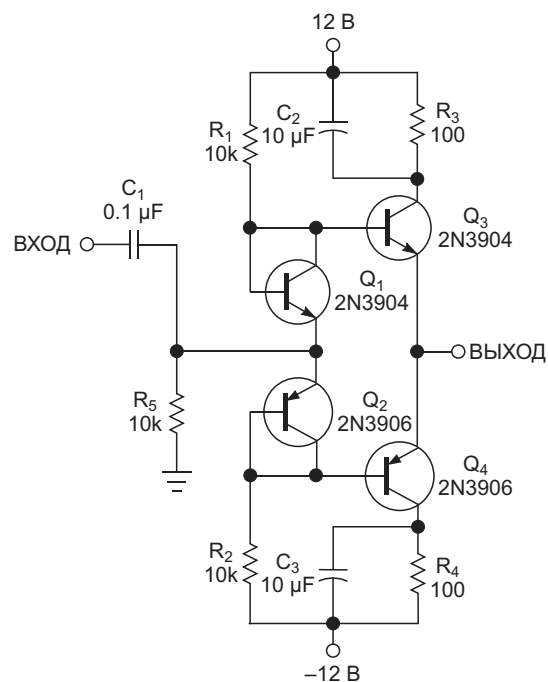


Рисунок 2. Транзисторы токового зеркала заменяют диоды в схеме на Рисунке 1.

току в транзисторах смещения – в данном случае это примерно 1.2 мА. Поскольку произведение коэффициента передачи тока на полосу пропускания транзисторов 2N3904 и 2N3906 составляет 300 МГц, эта схема должна работать на частотах до 100 МГц или выше.

Однако на этих частотах компоновка схемы может иметь решающее значение, а скорость нарастания, которая неизвестна, может ограничивать возможности применения схемы. Смещение схемы составляет приблизительно 0.1 В, что не создает проблем для данного приложения, поскольку в ней используется разделительный конденсатор  $C_1$ . Если включить буфер в контур обратной связи операционного усилителя, усилитель может обнулить это смещение.

Если потребуется контролировать ток выходных транзисторов  $Q_3$  и  $Q_4$ , в их коллекторы можно добавить резисторы  $R_3$  и  $R_4$  сопротивлением 100 Ом (Рисунок 3) и блокировочные конденсаторы  $C_2$  и  $C_3$  емкостью 10 мкФ. Напряжения на этих резисторах отражают токи коллекторов, которые у двух



**Рисунок 3.** Резисторы  $R_3$  и  $R_4$  ограничивают выходной ток.

выходных транзисторов почти равны и близки к значению, рассчитанному по номиналам резисторов  $R_1$  и  $R_2$ . **ПЛ**



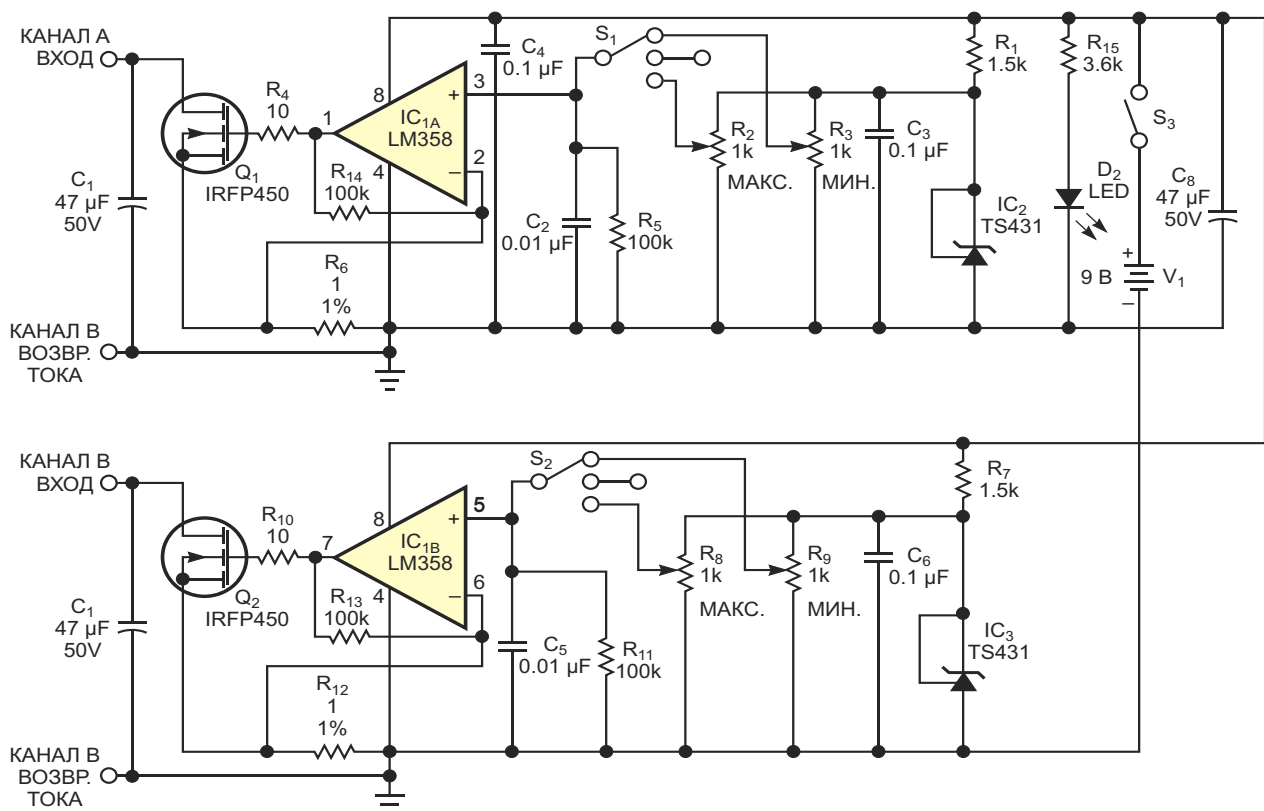
# Простая регулируемая нагрузка постоянного тока для тестирования слаботоковых источников питания

John Lo

EDN

В современных небольших электроприборах, таких как стиральные машины, сушилки и плиты, используются импульсные преобразователи, заменяющие громоздкие и тяжелые линейные источники питания. Для тестирования этих источников питания с током от

50 мА до 1 А разработчики обычно используют резисторы или имеющиеся под рукой стандартные электронные нагрузки. Чтобы проверить схему при различных нагрузках, инженеру потребуется набор резисторов большой мощности. Большинство готовых электрон-



**Рисунок 1.** Эта двоканальная регулируемая нагрузка постоянного тока позволяет проверять характеристики двухканальных источников питания с выходными токами от 0 до 1,25 А на канал.

ных нагрузок рассчитаны в среднем на 300 Вт. При измерении токов от 50 до 300 мА точность показаний будет сомнительной, так как обычно нагрузки имеют разрешение 0.1 А. В качестве альтернативы можно использовать простую сдвоенную конструкцию электронной нагрузки, показанную на Рисунке 1, которую можно собрать из недорогих общедоступных деталей.

Ток нагрузки проходит через MOSFET и однопроцентный токоизмерительный резистор  $R_6$  сопротивлением 1 Ом. Инвертирующий вход (вывод 2) микросхемы  $IC_{1A}$  сравнивает падение напряжения на резисторе с опорным напряжением на неинвертирующем входе. Используемый в качестве компаратора операционный усилитель LM358, сравнивая два входных напряжения, устанавливает соответствующий выходной ток. Опорное напряжение на вывод 3 подается от делителей напряжения на потенциометрах  $R_2$  или  $R_3$ , подключенных к источнику опорного напряжения TS431 с напряжением 1.25 В и точностью 1%. Поскольку максимальное напряжение может составлять 1.25 В, а сопротивление токоизмерительного резистора равно 1 Ом, максимальный ток канала равен 1.25 А.

$R_2$  и  $R_3$  – это 15-оборотные потенциометры сопротивлением 1 кОм, позволяющие точно настроить требуемую нагрузку. Одним можно устанавливать минимальный ток, а другим –

максимальный. Переключатель  $S_1$  предназначен для выбора между минимальной нагрузкой, отсутствием нагрузки (в среднем положении) и максимальной нагрузкой. Кроме того, подключив к  $R_6$  стандартный цифровой мультиметр, можно напрямую считывать значение тока и регулировать его уровень.

Изменения входного напряжения не влияют на показания цифрового мультиметра, поскольку он измеряет напряжение, пропорциональное постоянному току через токоизмерительный резистор  $R_6$ . Второй канал является дубликатом первого. Каждый канал может управлять током от 0 до 1.25 А при напряжении от 3 до 50 В. Верхний предел ограничен допустимыми напряжениями входного конденсатора и MOSFET. Включив два входа параллельно, можно получить выходной ток 2.5 А. Для источника питания с двумя выходами можно с помощью мультиметра точно установить минимальный и максимальный токи, а затем быстро выполнить стандартные испытания в режимах холостого хода, минимальной нагрузки и максимальной нагрузки. Устройство питается от 9-вольтовой батареи. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Vishay IRFP450](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics TS431](#)

# Параллельное включение вдвое уменьшает шум усилителя с автоподстройкой нуля

Marián Štofka

EDN

Усилители с автоподстройкой нуля имеют почти нулевой дрейф и входное напряжение смещения от 1 до 20 мкВ. В чувствительных схемах, таких как усилители постоянного тока и интеграторы, требующие обработки напряжений от 10 мкВ до 1 мВ, начальное напряжения смещения таких усилителей можно компенсировать. Однако полная компенсация до смещения 0 В является иллюзией, поскольку остаточный низкочастотный шум все равно присутствует на выходе любого усилителя с автоподстройкой нуля.

Низкочастотный шум усилителя с автоподстройкой нуля AD8630 компании Analog Devices составляет 5 мкВ пик-пик в полосе частот от 0.1 до 10 Гц. Если для приложения требуется нулевой дрейф и низкий выходной шум, можно использовать схему, показанную на Рисунке 1. Четверенный усилитель с автоподстройкой нуля обеспечивает усиление, почти равное 1000. Цепочка, состоящая из резисторов  $R_3$ , усредняет выходные сигналы этих усилителей, формируя конечное выходное напряжение.

Четыре резистора  $R_3$  можно заменить интегрированной сборкой, имеющей один общий вывод. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  должны быть высококачественными прецизионными плёночными устройствами с допусками 0.5% или меньше. Допускаемые отклонения сопротивлений резисторов  $R_3$  не должны превышать 1%. В основе снижения выходного шума схемы по сравнению с одиночным усилителем микросхемы  $IC_1$  лежит принцип усреднения сигналов, содержащих одну и ту же

детерминированную составляющую случайного шума. Если предположить, что усилители микросхемы  $IC_1$  представляют собой независимые или некоррелированные источники шума, подчиняющегося распределению Гаус-

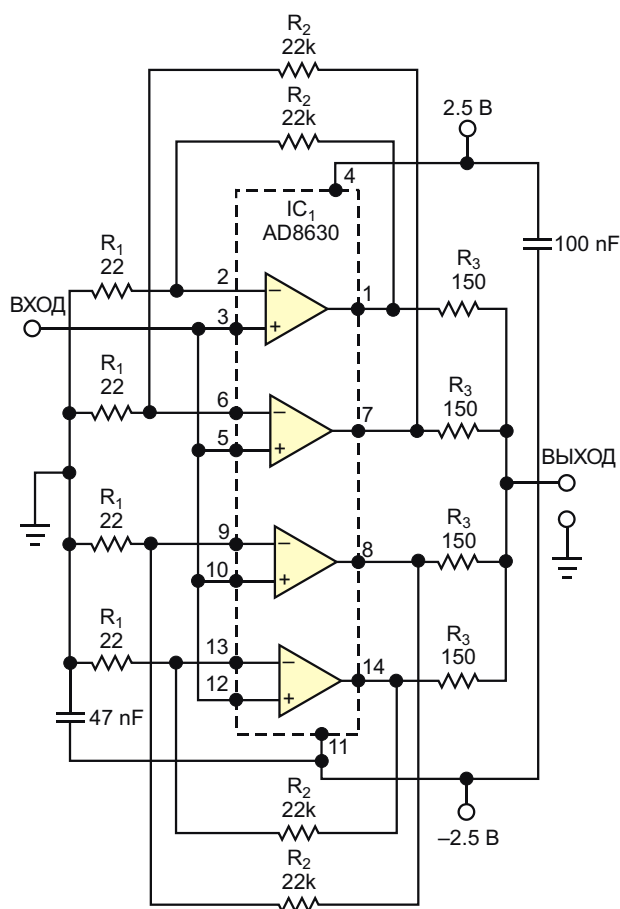


Рисунок 1. Эту схему можно использовать в приложениях, требующих нулевого дрейфа и низкого выходного шума.

са, то стандартное отклонение среднего значения выходных шумов двух секций равно:

$$AVE2 = \frac{\sqrt{\frac{x^2}{2} + \frac{y^2}{2}}}{2},$$

где  $x$  и  $y$  – стандартные отклонения шумовых сигналов на выходах соответствующих отдельных усилителей. Если  $x = y$  – предположение, которое можно сделать без колебаний, поскольку операционные усилители находятся на одном кристалле, – тогда:

$$AVE2 = \frac{x}{\sqrt{2}}.$$

Усреднение для четырех усилителей дает:

$$AVE4 = \frac{x}{2}.$$

Если значение выходного сопротивления съемы, составляющее примерно  $R_3/4$

38 Ом, слишком велико для конкретного приложения, между выходной клеммой и следующим каскадом можно включить повторитель напряжения. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8630](#)

# Датчик воздушного потока на основе пары Дарлингтона с самоподогревом

Stephen Woodward

EDN

Среди множества доступных методов обнаружения воздушного потока датчики теплового потока с самоподогревом являются простыми, дешевыми, надежными и чувствительными. Они основаны на соотношении между воздушной скоростью  $V_F$  и тепловым сопротивлением  $Z_T$  нагретого датчика, показанном в приведенной ниже эмпирической формуле. Оно количественно связывает увеличение температуры перехода, рассеиваемую мощность и скорость воздушного потока для самонагревающегося транзистора 2N4401 в традиционном корпусе TO-92:

$$Z_T = Z_J \frac{1}{S_C K_T \sqrt{V_F}},$$

где:

$Z_T$  – тепловое сопротивление датчика ( $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ ),

$Z_J$  – тепловое сопротивление кристалл-корпус ( $44^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ ),

$S_C$  – тепловая проводимость корпус - окружающая среда в спокойном воздухе ( $6.4 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C}$ ),

$K_T$  – постоянная термодиффузии ( $0.75 \text{ мВт}/^{\circ}\text{C fpm}$ ),

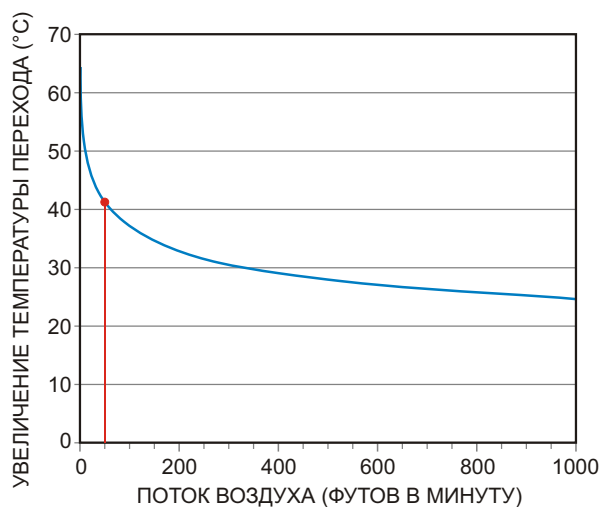
$V_F$  – скорость воздушного потока в футах в минуту (fpm).

На Рисунке 1 показана зависимость температуры перехода от потока воздуха, предсказанная приведенным выше выражением для рассеиваемой мощности транзистора 320 мВт

и скорости воздушного потока от нуля (стоячий воздух) до 1000 футов в минуту (~11 миль в час). Обратите внимание, что чувствительность высока даже для очень малых скоростей воздуха, например, для отмеченной точки 50 футов в минуту (~1/2 мили в час).

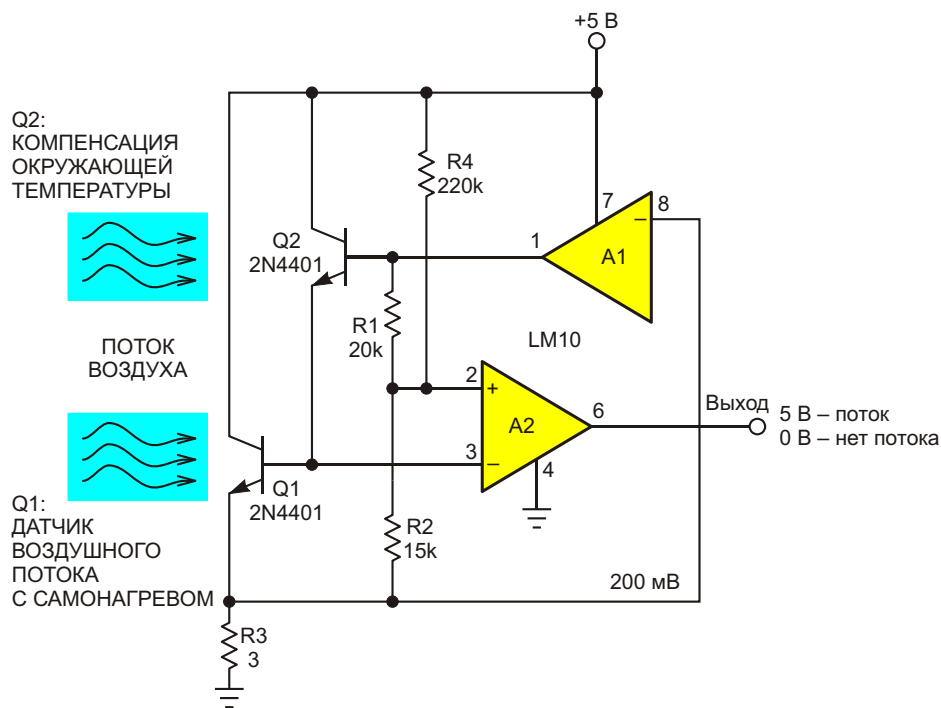
На Рисунке 2 показано, как превратить математику Рисунка 1 в практическую схему, используя в своих интересах то, что часто считается недостатком классической топологии Дарлингтона.

Транзистор Q1 играет роль самонагревающегося датчика на Рисунке 1, преобразующего температуру перехода в напряжение с температурным коэффициентом  $-1.5 \text{ мВ}/^{\circ}\text{C}$ . Напря-



**Рисунок 1.** Температура перехода транзистора в корпусе TO-92 зависит от скорости воздушного потока.





**Рисунок 2.** Схема датчика воздушного потока.

жение источника опорного напряжения 200 мВ (A1) микросхемы LM10 стабилизирует ток транзистора Q1 на уровне  $0.2 \text{ В}/R3 = 67 \text{ мА}$ , а рассеиваемую мощность, соответственно, на уровне  $67 \text{ мА} \times 4.8 \text{ В} = 320 \text{ мВт}$ . Результирующая дельта температуры перехода, как показано на Рисунке 1, обеспечивает измерение воздушной скорости при ее падении с  $64 \text{ }^\circ\text{C}$  при 0 футов в минуту до  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  при 1000 футов в минуту с соответствующим повышением напряжения перехода из-за температурного коэффициента напряжения база-эмиттер транзистора Q1 с  $0.654 \text{ В}$  при скорости 0 футов в минуту до  $0.713 \text{ В}$  при 1000 футов в минуту.

Конечно, эти числа относительно, так как привязаны к температуре окружающей среды, поэтому их точная интерпретация зависит от точности компенсации изменений температуры окружающей среды. Вот тут-то и появляется соединение Дарлингтона и его «недостаток».

С момента своего изобретения Сидни Дарлингтоном в 1953 году пара Дарлингтона стала популярной топологией благодаря преимуществу, обеспечиваемому умножением коэффициентов передачи тока двух транзисторов. В то же время, и это обычно считается

недостатком схемы Дарлингтона, «напряжения включения» (например, напряжения база-эмиттер) пары неизбежно суммируются. В этой статье, напротив, плохое превращено в хорошее.

Напряжения база-эмиттер обоих транзисторов содержат составляющие, пропорциональные саморазогреву (чувствительные к скорости воздуха) и температуре окружающей среды (от скорости потока не зависящие). Но поскольку мощность, рассеиваемая транзистором Q2, очень мала (порядка 1 мВт), его саморазогрев намного меньше  $1 \text{ }^\circ\text{C}$ , и поэтому им можно безопасно пренебречь, что делает напряжение база-эмиттер транзистора Q2 точно зависящим только от температуры окружающей среды, но не от скорости воздуха.

Таким образом, на базу Q2 поступает опорный сигнал, который через делитель напряжения R1-R2 подается на компаратор A2, отслеживающий и компенсирующий влияние изменения температуры окружающей среды на транзистор Q1. Отношение сопротивлений R1/R2 определяет более высокий температурный коэффициент транзистора Q2  $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$  по сравнению с  $-1.5 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$  для Q1. Это есть следствие усиления тока схемой

Дарлингтона, благодаря которому ток коллектора транзистора Q2 в 150 раз меньше, чем Q1, что делает результаты сравнения напряжений компаратором A2 независимыми от температуры окружающей среды, а только от скорости воздушного потока.

Обратите внимание, что истинная температура перехода транзистора Q1 (увеличение плюс температура окружающей среды) остается ниже максимальной допустимого для 2N4401 значения 150 °С при температуре окружающей среды до 70 °С, даже при нулевом потоке воздуха.

Резистор R4 обеспечивает смещение, которое компенсирует более низкое напряжение

база-эмиттер транзистора Q2 и задает пороговое значение воздушного потока. Показанное на схеме сопротивление 220 кОм устанавливает порог 50 футов в минуту, но можно выбрать другой порог, просто изменив величину сопротивления R4, с увеличением которого увеличивается и значение порога.

Показанная на Рисунке 2 схема на основе соединения Дарлингтона отличается надежностью и экономичностью. Ее общая потребляемая мощность составляет менее 400 мВт. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM10](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N4401](#)

# Таймер напряжения контролирует время подключения нагрузки к сети переменного тока

Michael Petersen

EDN

Простая схема отслеживает время, в течение которого нагрузка, подключенная к сети переменного тока, находится под напряжением (Рисунок 1). Затем к результатам подсчета прошедшего времени можно получить доступ по стандартному однопроводному протоколу (1-Wire). При подаче на нагрузку напряжения переменного тока оптоизолятор выдает импульсы с частотой сети на вход счетчика DS2423 с интерфейсом 1-Wire. Таким образом, счетчик начинает непрерывно инкрементироваться всякий раз, когда включается нагрузка. Резисторы  $R_1$  и  $R_2$  предназначены для ограничения тока, а диод  $D_1$  защищает оптоизолятор от напряжений обратной полярности во время отрицательного полупериода сетевого напряжения.

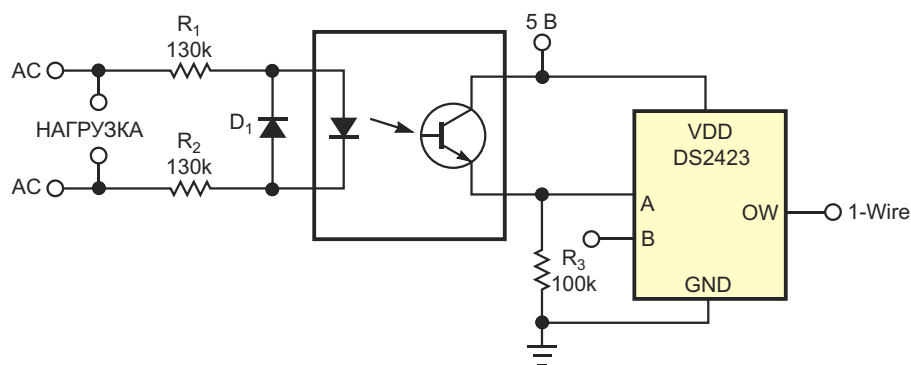
В качестве примера, схема может контролировать продолжительность интервалов работы скважинного насоса, питающегося от сети переменного тока 240 В, тем самым давая косвенную оценку количества воды, перекачиваемой насосом, и приблизительное количество потребляемой им энергии.

Устройство, управляющее счетчиком 1-Wire, например, ПК на базе Linux, считывает накопленное количество импульсов один раз в минуту. Любое изменение показаний счетчика указывает на то, что насос включен и работает, и для расчета продолжительности времени в секундах нужно просто разделить разность показаний счетчика на частоту сети – в данном случае 60 Гц.

Схема может контролировать работу водонагревателя, печи, кондиционера или любой другой нагрузки, подключенной к сети переменного тока. Сопротивления резисторов  $R_1$  и  $R_2$ , возможно, придется изменить, чтобы они соответствовали напряжению сети, отличному от 240 В, или характеристикам других оптоизоляторов. Можно также контролировать две независимые нагрузки, подключив вторую схему оптоизолятора ко входу счетчика В той же микросхемы DS2423. [PL](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim DS2423](#)



**Рисунок 1.** Прибавляя один импульс в каждом периоде сетевого напряжения, эта схема контролирует время, в течение которого нагрузка остается включенной в сеть переменного тока.

# Удаленный датчик температуры с батарейным питанием управляет токовой петлей 4-20 мА

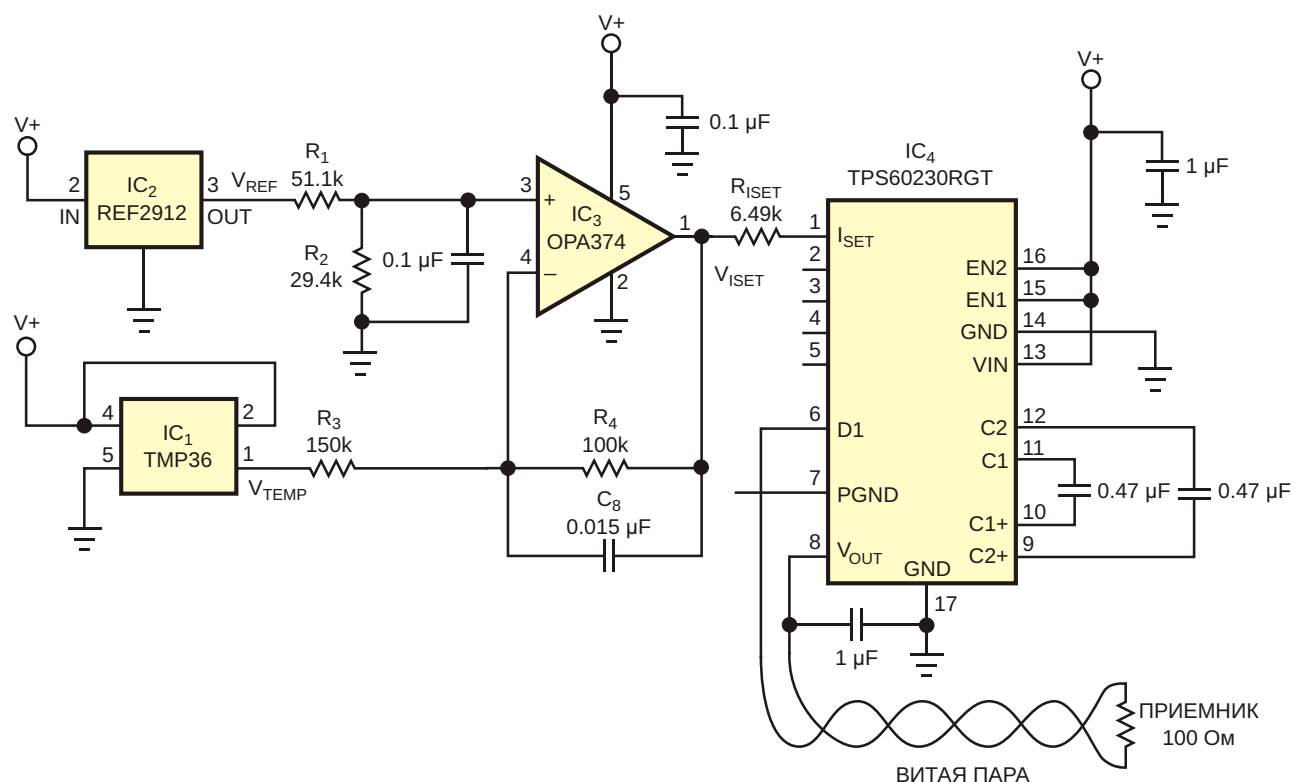
Scot Lester

EDN

С помощью питающегося от батареи драйвера белых светодиодов можно дистанционно измерять температуру с использованием токовой петли 4-20 мА длиной до 4000 футов. Обычно это оборудование настраивается таким образом, чтобы питать светодиод программируемым постоянным током, получаемым от батареи. Микросхемы серии TPS62300, например, преобразуют напряжение батареи от 2.7 до 6.5 В в постоянный ток, величина которого программируется с

помощью внешнего резистора и напряжения на выводе  $I_{SET}$ . Ток, который обычно управляет светодиодом, вместо этого управляет токовой петлей (Рисунок 1).

В простой схеме, занимающей площадь всего 50 мм<sup>2</sup>, драйвер светодиодов управляет токовой петлей 4-20 мА пропорционально измеренной температуре: 4 мА соответствуют -10 °С и 20 мА соответствуют 50 °С. Драйвер, на вывод  $I_{SET}$  которого подается напряжение 0.6 В от внутреннего опорного источ-



**Рисунок 1.** В этой схеме драйвер светодиодов управляет токовой петлей 4-20 мА пропорционально измеренной температуре: 4 мА соответствуют -10 °С и 20 мА соответствуют 50 °С.

ника, контролирует протекающий через вывод ток. Этот ток умножается на 260 и отражается на выходе драйвера светодиодов:

$$I_{\text{LOOP}} = 260 \frac{0.6 V_{\text{ISET}}}{R_{\text{ISET}}} .$$

Поскольку сопротивление резистора  $R_{\text{ISET}}$ , подключенного к выводу  $I_{\text{SET}}$ , в данном примере постоянно, выходной ток пропорционален выходному напряжению  $V_{\text{ISET}}$  операционного усилителя  $IC_3$ . Использование резистора  $R_{\text{ISET}}$  сопротивлением 6.49 кОм означает, что напряжение  $V_{\text{ISET}}$  должно составлять 0.1 В, чтобы обеспечить ток петли 20 мА, и 0.5 В для тока 4 мА.

Выходное напряжение датчика температуры TMP36 ( $IC_1$ ), равное 750 мВ при 25 °С, изменяется на 10 мВ/°С. Выходное напряжение TMP36 составляет 0.4 В при -10 °С и 1 В при 50 °С. Поскольку эти напряжения не соответствуют непосредственно требуемому диапазону напряжений  $V_{\text{ISET}}$ , для масштабирования выходного напряжения TMP36 до значения, необходимого драйверу светодиодов  $IC_4$ , в схеме используется источник опорного напряжения REF2912 ( $IC_2$ ) с операционным усилителем OPA374. В общем виде, ток петли этой схемы равен:

$$I_{\text{LOOP}} = \frac{260}{R_{\text{ISET}}} \cdot 0.6 V_{\text{REF}} \frac{R_2}{R_1 R_2} \cdot 1 \frac{R_4}{R_3} \cdot V_{\text{TEMP}} \frac{R_4}{R_3} .$$

Подстановка номиналов компонентов, показанных на Рисунке 1, дает:

$$I_{\text{LOOP}} = 0.0267 V_{\text{TEMP}} = 0.00644 .$$

Выход драйвера светодиодов может управлять токовыми петлями сопротивлением до 180 Ом при напряжении батареи от 2.7 В. Таким образом, драйвер может работать более чем на 1500 футов витой пары с диаметром провода 0.5 мм или на 4000 футов пары, свитой из провода 0.8 мм, при 100-омной нагрузке на стороне приемника. При более высоком напряжении батареи эти расстояния можно существенно увеличить. Поскольку схема питает токовую петлю, срок службы батареи в таких схемах зависит от измеряемой температуры. Для показанной схемы измеренной температуре 25 °С соответствует ток петли 13.3 мА. Таким образом, использование двух включенных последовательно щелочных батарей типоразмера AA должно обеспечить более 120 часов дистанционного контроля при комнатной температуре. Точность схемы без какой-либо калибровки составляет около 2.5% от полной шкалы. Для большей точности можно уменьшить диапазон измеряемых температур или откалибровать выходное напряжение. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments OPA374](#)
2. [Datasheet Texas Instruments REF2912](#)
3. [Datasheet Analog Devices TMP36](#)
4. [Datasheet Texas Instruments TPS60230RGTR](#)



# 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!**