

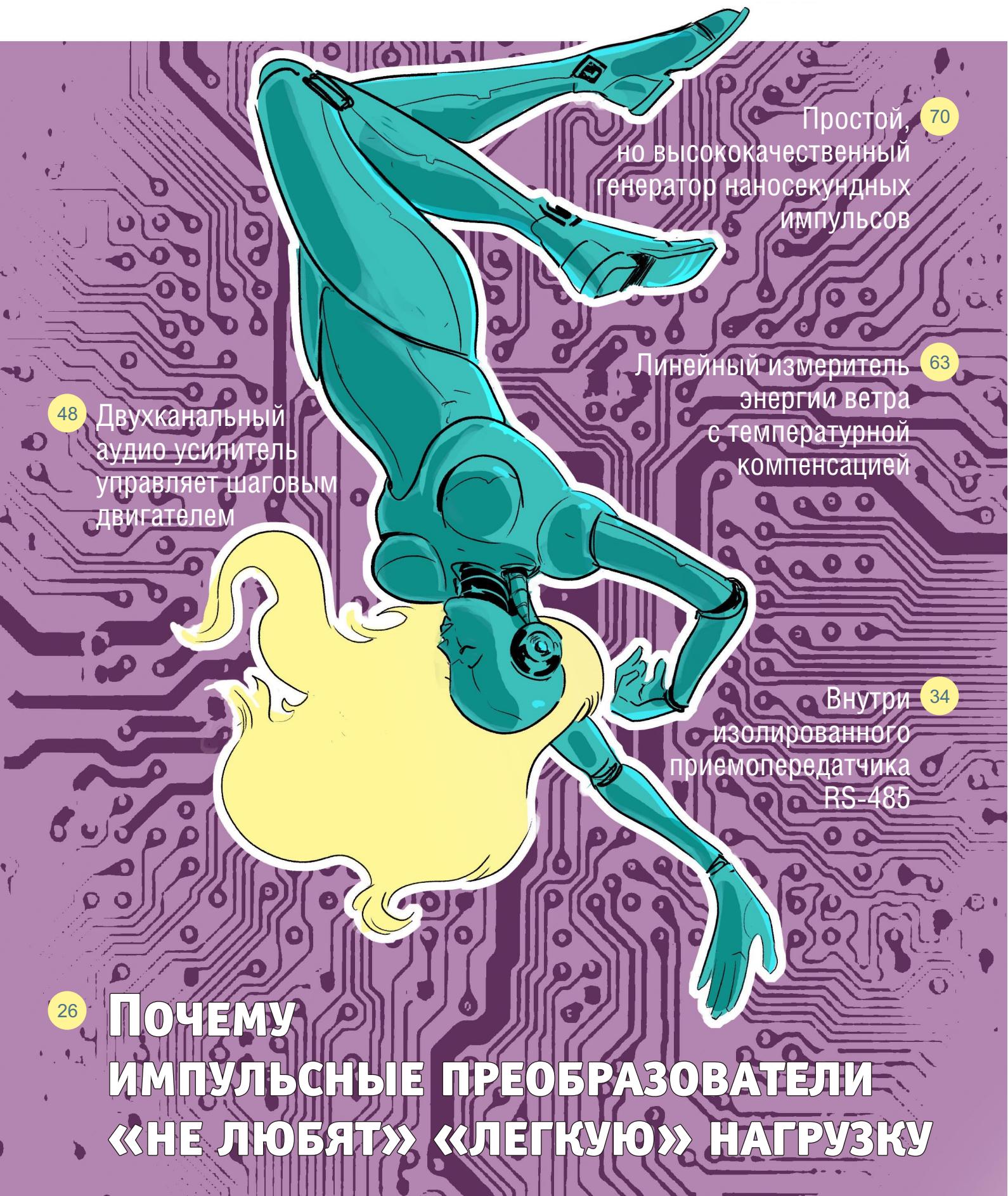


App Store

Google play

# РАДИОЛОЦМАН

НОЯБРЬ 2017 (78)





## РадиоЛоцман.Журнал

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

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



## РадиоЛоцман.Форум

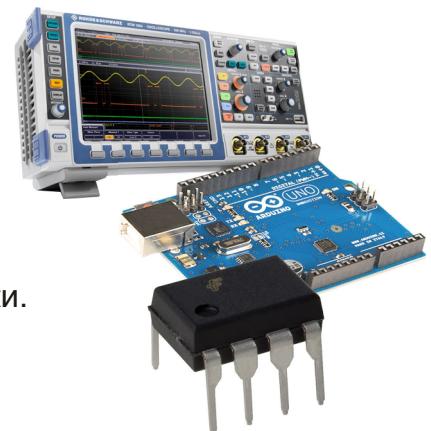
[www.rlocman.ru/forum](http://www.rlocman.ru/forum)

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!  
Приглашаем профессионалов.

## 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.



## РадиоЛоцман.Соц.Сети

Обновления в привычном формате.



[vk.com/rlocman](http://vk.com/rlocman)



[facebook.com/rlocman](http://facebook.com/rlocman)



[odnoklassniki.ru/rlocman](http://odnoklassniki.ru/rlocman)



[twitter.com/rlocman](http://twitter.com/rlocman)



[google.com/+RlocmanRuPlus](http://google.com/+RlocmanRuPlus)

И еще многое другое на портале:

## РадиоЛоцман. ...

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

# РАДИОЛОЦМАН

Ноябрь 2017 (78)

Главный редактор:

А. Николаев

Над номером  
работали:

А. Гаврилюк  
В. Колесник  
С. Муратчев  
А. Николаев  
Н. Радунцева  
М. Русских  
А. Рузы

Обложка:

А. Кравчук

Директор:

С. Муратчев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

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

## Новости

- 4 LAPIS создала первую в отрасли двухрежимную микросхему, совместимую с LPWA
- 4 Компания IDT представила малопотребляющий детектор движения с технологией UWB
- 5 Allegro MicroSystems выпускает новый контроллер трехфазных бессенсорных двигателей
- 6 Однополюсный аналоговый переключатель Vishay Intertechnology экономит место в портативных потребительских и медицинских устройствах
- 7 KEMET анонсирует высокотемпературные конденсаторные сборки для тяжелых условий эксплуатации
- 7 Panasonic начала продажи самого тонкого в отрасли кнопочного переключателя «Light Touch Switch»
- 8 Holtek выпускает новые драйверы низковольтных двигателей HT7K1201 и HT7K1211
- 9 Skyworks представляет новую категорию решений Wi-Fi
- 10 Быстродействующие р-р-н-фотодиоды Vishay Intertechnology обеспечивают надежное обнаружение сигналов в носимых устройствах
- 11 ON Semiconductor представляет самое миниатюрное в мире решение для поддержки Sigfox
- 12 Трехфазный драйвер затворов компании Diodes упростит управление бесщеточными и вентильными двигателями постоянного тока
- 12 Новое семейство компактных тактовых генераторов IDT упростит разработку малогабаритных и носимых устройств
- 14 Беспроводные выключатели для умного дома от Power Integrations не требуют модернизации электропроводки
- 15 Vishay Intertechnology представляет новый 25-вольтовый N-канальный MOSFET с самым низким в мире сопротивлением канала
- 15 IDT расширяет портфель измерителей параметров окружающей среды семейством датчиков влажности
- 16 Elmos разработала семейство светодиодных драйверов для задних фонарей автомобилей с инновационной системой управления питанием
- 17 Melexis выпускает инновационный инфракрасный датчик температуры
- 18 Приемопередатчики Maxim удваивают достижимую скорость передачи данных интерфейса RS-485
- 19 Analog Devices анонсирует контроллер активного выпрямителя с защитой от обратных напряжений
- 21 Промышленные инерциальные измерительные блоки Analog Devices повысят надежность и качество навигаций приложений Автономных машин
- 22 Allegro выпускает микросхему счетверенного полномостового драйвера двигателей
- 23 25-амперный микромодуль преобразователя поддерживает резервирование по схеме N + 1

## Статьи

- 26 Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку. Часть 1
- 31 Простое измерение переходной характеристики позволяет определить полосу пропускания источника питания
- 34 Внутри изолированного приемопередатчика RS-485
- 40 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. Старинные электроизмерительные приборы 1950-х годов
- 44 Акселерометры Analog Devices для систем автоматического мониторинга состояния промышленного оборудования. Часть 1

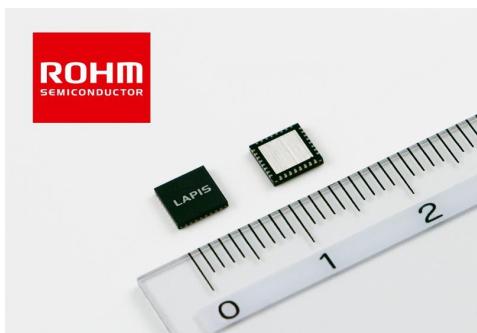
## Схемы

- 48 Двухканальный аудио усилитель управляет шаговым двигателем
- 50 Простая схема контроля температуры для системы управления аккумуляторной батареей
- 53 Схема ограничения бросков напряжения при включении регулятора
- 56 Простой драйвер с самодельным трансформатором для питания светодиода от одноэлементной батареи
- 58 Одноэлементная батарея зажигает любой светодиод
- 60 Преобразование напряжения в частоту упрощает измерения малых напряжений
- 63 Линейный измеритель энергии ветра с температурной компенсацией
- 66 Двунаправленная схема сдвига уровня на двух элементах PicoGate
- 68 Генератор наносекундных импульсов с малыми искажениями плоской вершины
- 70 Простой, но высококачественный генератор наносекундных импульсов
- 73 Инструментальный усилитель с низкими уровнями смещения, дрейфа и низкочастотных шумов

## LAPIS создала первую в отрасли двухрежимную микросхему, совместимую с LPWA

Микросхема, поддерживающая стандарты Sigfox и IEEE802.15.4k, более чем в десять раз увеличивает дальность связи оборудования IoT

LAPIS Semiconductor объявила о доступности радиочастотной микросхемы, оптимизированной для энергоэффективных глобальных сетей (LPWA – Low Power Wide Area), с которой, как ожидается, откроется новая область использования беспроводного Интернета вещей (IoT).



ML7404 является первой в отрасли двухрежимной микросхемой для беспроводных коммуникаций, поддерживающей как стандарт Sigfox (абонентская LPWA сеть, использующий нелицензируемые субгигагерцовые диапазоны частот), принятый более чем в 30 странах и активно внедряемый в мегаполисах многих государств, включая Японию, так и международный протокол IEEE802.15.4k, отличающийся исключительной устойчивостью к внутрисистемным помехам и способный

овхватывать большее количество оконечных устройств в одной сети. Такая двухрежимная архитектура предоставляет возможность использования ML7404 в широком диапазоне приложений и спецификаций.

Для упрощения разработки устройств, совместимых с LPWA, LAPIS совместно с партнерскими компаниями выпустит коммуникационные модули, основанные на этой микросхеме, которые будут способствовать более широкому использованию решений для IoT. Кроме того, с помощью партнеров LAPIS будет разработан общедоступный стек протоколов IEEE802.15.4k с открытым исходным кодом.

LPWA, использующие субгигагерцовые диапазоны частот и не требующие лицензирования, в последние годы привлекают все большее внимание создателей приложений для IoT. Однако в связи с тем, что коммуникационные протоколы различаются в зависимости от страны и региона, до сих пор не была стандартизована ни одна из множества используемых сетей IoT.



## Компания IDT представила малопотребляющий детектор движения с технологией UWB

Новейший экономичный датчик движения с технологией UWB предоставляет точную информацию о перемещениях объектов

Integrated Device Technology (IDT) представила однокристальный малопотребляющий ультраширокополосный (Ultra-Wide Band – UWB) датчик CXWL0009, предназначенный для удовлетворения потребностей разработчиков следующих поколений систем контроля движения и перемещения объектов. Высокоэффективный датчик значительно снижает требования к габаритам и энергопотреблению перспективных систем обнаружения дви-

жения, используемых как в коммерческих, так и в потребительских приложениях.



Для удовлетворения возросших требований к регистрации движения уже недостаточно простых детекторов с ограниченной способностью минимизировать количество ложных срабатываний. Разработанная IDT технология UWB позволяет с высоким разрешением в реальном времени определять место расположение и траекторию перемещения объектов внутри помещений, ограничивая зону обнаружения заданием минимального и максимального расстояния до источника движения. Простота и гибкость настройки делают датчик CXWL0009 идеальным устройством для скрытой установки в наиболее ответственный местах, обеспечивая уверенность в точности оповещения о регистрации движения.

В монолитный ультраширокополосный детектор движения CXWL0009 интегрирова-

ны выходной усилитель передатчика и законченный приемный тракт. Уровень излучаемой мощности настраивается вместе с диапазоном обнаружения, а гомодинная архитектура радиолокационного канала способствует снижению энергопотребления. Для обмена данными и задания требуемой конфигурации используется цифровой интерфейс I<sup>2</sup>C. В число настраиваемых параметров входят частота импульсов, пиковая выходная мощность, коэффициент усиления приемника и переделы измеряемой дальности.

### Основные характеристики CXWL0009

- Дальность обнаружения: 1 м (мин.), 30 м (макс.);
- Частота импульсов (выбираемая): 125 кГц, 250 кГц, 500 кГц или 1 МГц;
- Потребляемый ток: менее 10 мА.

## Allegro MicroSystems выпускает новый контроллер трехфазных бессенсорных двигателей

*Контроллер обеспечивает реализацию гибких решений с низкими уровнями вибрации и акустических шумов*

Allegro MicroSystems сообщает о выпуске контроллера трехфазных бессенсорных бесщеточных двигателей постоянного тока, предназначенного для использования с внешними N-канальными MOSFET. Микросхема A4964 разрабатывалась специально для приложений автомобильного рынка, включающих вентиляторы охлаждения двигателя и масляные и водяные насосы. Контроллер проектировался для выполнения функций управления двигателем в системах, в которых обмен с центральным электронным блоком управления (ЭБУ) и интеллектуальная обработка ошибок и статуса поддерживаются небольшим микроконтроллером. A4964

содержит оконный сторожевой таймер и регулятор напряжения для питания микроконтроллера, а также высоковольтные интерфейсы, необходимые для обмена между микроконтроллером и центральным ЭБУ с ключом зажигания. Предусмотрена также возможность работы устройства в режиме однокристального автономного контроллера.

Двигатель управляет трехфазным синусоидальным током с заданным порядком коммутации фаз и не требует независимых датчиков положения, получая всю необходимую информацию на основе измерения величины противо-ЭДС двигателя. Бессенсорная схема запуска, содержащая детектор обнаружения прямой и обратной начальной закрутки ротора, позволяет устройству работать с самыми различными сочетаниями моторов и нагрузок.

A4964 работает в трех режимах регулирования: с разомкнутым контуром управления (по напряжению), по току (с ограничением врачающего момента) и с контролем скорости в замкнутом контуре управления, что позволяет использовать его в широком диапазоне приложений. Режимы управления,



режимы работы и параметры силового моста программируются через интерфейс, совместимый с SPI. Единственный токоизмерительный усилитель обеспечивает ограничение пикового тока и измерение среднего тока через последовательный интерфейс. Встроенные средства диагностики, индицирующие повышенное напряжение, перегрев и неис-

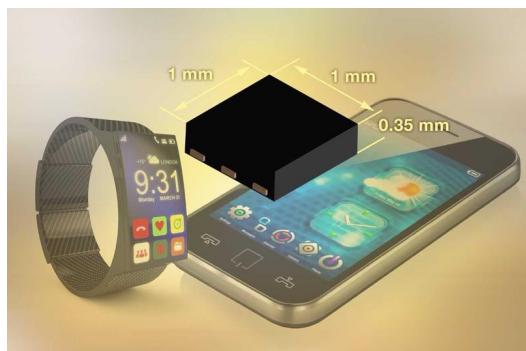
правности силового моста, могут защитить силовые транзисторы в большинстве ситуаций, связанных с короткими замыканиями.

Микросхемы A4964 поставляются в 36-контактном корпусе QFN и в 32-выводном корпусе QFP с теплоотводящими основаниями, вскрытыми для лучшего рассеивания мощности.

## Однополюсный аналоговый переключатель Vishay Intertechnology экономит место в портативных потребительских и медицинских устройствах

Устройство в новом ультракомпактном корпусе  $\mu$ DFN6 имеет полосу пропускания 700 МГц и защиту от протекания тока при выключенном питании

Vishay Intertechnology представила новый однополюсный аналоговый переключатель на два направления – первое устройство в новом ультракомпактном корпусе  $\mu$ DFN6. Выпускаемая подразделением Vishay Siliconix микросхема DG3257, идеально подходящая для коммутации аналоговых и цифровых сигналов в портативных потребительских и медицинских приборах, отличается расширенной полосой пропускания, сниженной паразитной емкостью и наличием защиты от протекания тока при выключенном питании.



При размерах всего 1 мм × 1 мм × 0.35 мм устройство на 29% меньше и на 36% тоньше переключателей в корпусах mQFN6. Это позволит при использовании DG3257 сберечь ценное место на печатной плате в смартфонах, планшетах и электронных книгах, в носимых устройствах, таких как умные часы и фитнес-трекеры, в портативных медицинских приборах, камерах и аудиоустройствах, в приложениях Интернета вещей, компьютерах и компьютерной периферии, а также в оборудовании хранения данных.

Если полоса пропускания устройств предыдущего поколения составляла 300 МГц по уровню –3 дБ, то в DG3257 она достигла исключительно высоких значений, превышающих 700 МГц. Однополюсный 5-омный коммутатор с перекидным контактом имеет время переключения 17 нс и сверхнизкую задержку распространения 100 пс. Ключ гарантирует переходное затухание –32 дБ на частоте 240 МГц – на 10 дБ лучше, чем у конкурирующих изделий, и изоляцию –33 дБ. Устройство изготавливается с использованием субмикронного КМОП процесса, позволяющего снизить паразитную емкость стока на 50% до 9 пФ и емкость истока при закрытом канале до 3 пФ.

DG3257 управляет потоком двунаправленных сигналов, внося в них минимальные искажения, и может питаться непосредственно от одноэлементной Li-ion батареи. Конструкция микросхемы, рассчитанной на напряжение питания от 1.65 В до 5.5 В, гарантирует, что в отсутствие питания ток утечки будет менее 1 мкА. Это предотвращает прохождение через ключ чрезмерного тока при отключении питания. Равный 1.4 В логический порог управляющего входа обеспечивает совместимость с микросхемами низковольтной ТТЛ/КМОП логики. При подключении к низковольтным микроконтроллерам потребляемый переключателем ток не превышает 1.5 мкА, что на 90% меньше, чем у конкурирующих устройств.

Микросхема отвечает требованиям экологической директивы RoHS, выдерживает

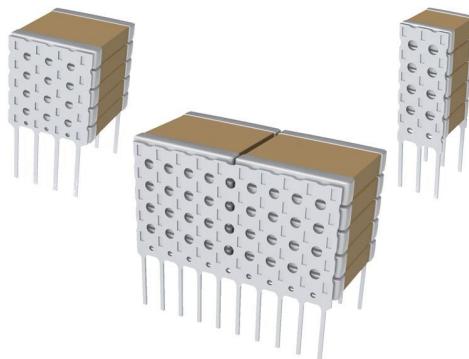
разряды статического электричества свыше 6 кВ (при воздействии модели человеческого тела) и, согласно стандарту JESD78, не подвержено защелкиванию при токах до 300 мА.

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых аналоговых переключателей. Крупные заказы на поставку приборов выполняются за десять недель.

## КЕМЕТ анонсирует высокотемпературные конденсаторные сборки для тяжелых условий эксплуатации

Корпорация KEMET анонсировала запуск в серийное производство высокотемпературных конденсаторных сборок KPS-MCC с диэлектриком C0G, рассчитанных на тяжелые условия эксплуатации при температуре окружающей среды до 200 °C. Запатентованная KEMET диэлектрическая система на основе C0G/NPO керамики с никелевыми электродами в совокупности с прочной выводной рамкой делает эти конденсаторы идеальными для использования в условиях высоких напряжений, высоких температур и высоких вибраций, типичных для разведочных нефтяных скважин, обычных и гибридных транспортных средств, а также оборонных и аэрокосмических систем.

Разработанная KEMET диэлектрическая система гарантирует исключительную надежность при рабочих температурах до 200 °C, обеспечивая при этом большое сопротивление изоляции, очень низкое эквивалентное последовательное сопротивление и большие допустимые пульсации тока на высоких частотах. Кроме того, емкость этих конденсаторов очень слабо зависит от постоянного напряжения смещения, а температурный коэффициент емкости равен всего ±30 ppm/°C. Высокая температура плавления припоя, используемого для при соединения выводов, позволяет собирать



несколько конденсаторов в параллельные блоки с отличной механической прочностью. Превосходные электрические характеристики, высокая надежность и механическая прочность разработанного KEMET диэлектрика C0G делают его предпочтительным решением по сравнению с конденсаторами Класса II (X7R/X5R) при рабочих температурах выше 175 °C.

Доступны три типоразмера конденсаторов серии KPS-MCC с допустимыми напряжениями до 2,000 В и емкостями до 2 мкФ. Площадь, занимаемая самым крупным конденсатором, составляет менее 3.5 см<sup>2</sup>. Выводы конденсаторов покрываются серебром или оловянно-свинцовым припоеем, и либо оставляются прямыми, либо им придается форма буквы «L» или «J».

## Panasonic начала продажи самого тонкого в отрасли кнопочного переключателя «Light Touch Switch»

Новый кнопочный переключатель Panasonic Light Touch Switch, имеющий наименьшую в отрасли толщину 0.5 мм, расширит возможности конструирования носимых и наушных устройств

Корпорация Panasonic сообщила о начале продаж самых тонких в отрасли кнопочных переключателей для поверхностного монтажа, имеющих толщину всего 0.50 мм и полу-

чивших название «Light Touch Switch». Внешние размеры 2.6 мм × 1.6 мм идеально подходят для использования в носимых и наушных устройствах.

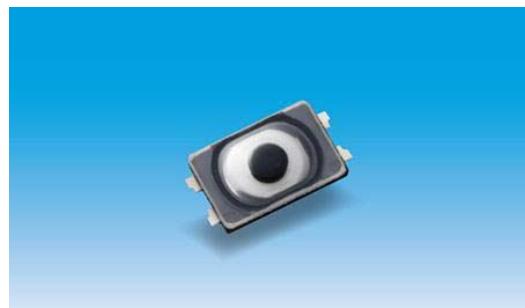
Ожидается, что общее старение общества повлечет за собой увеличение спроса на слуховые аппараты, а рост производства продуктов, поддерживающих IoT, увеличит потребность в носимых устройствах. Кнопочные переключатели устанавливаются на эти изделия для включения и выключения их питания, выбора функций и управления громкостью. От них требуются не только малые размеры и низкий профиль, но также легкость нажатия, тактильная обратная связь и влаго- и пылезащищенность. Используя уникальную технологию точной обработки, Panasonic вывела на рынок кнопочные переключатели с малым усилием нажатия, но четкой тактильной обратной связью, уменьшив при этом толщину устройства до рекордного для отрасли значения 0.50 мм.

Новый кнопочный переключатель Panasonic имеет следующие особенности:

- Наименьшая в отрасли толщина 0.50 мм способствует уменьшению размеров устройств и расширяет выбор конструктивных решений:

- Длина 2.6 мм, ширина 1.6 мм, толщина 0.5 мм.

Стандартные продукты Panasonic имели размеры 2.6 мм × 1.6 мм × 0.53/0.55 мм.



- Малое усилие нажатия и четкое ощущение клика (тактильная обратная связь) способствуют снижению шума во время работы:

- Усилие нажатия 1.0 Н. Стандартные продукты Panasonic имеют усилие нажатия 1.6 Н и 2.4 Н.

- Влаго- и пылезащищенная конструкция, идеальная для носимых и наушных устройств, позволяет использовать их как в помещениях, так и на улице:

- Степень защиты IP67 согласно стандарту IEC 60529.

## Области применения

Носимые устройства (умные часы, беспроводные наушники), наушные устройства (наушники, слуховые аппараты и т. д.), портативные медицинские устройства и многое другое.

## Holtek выпускает новые драйверы низковольтных двигателей HT7K1201 и HT7K1211

Компания Holtek выпустила микросхемы драйверов низковольтных двигателей HT7K1201 и HT7K1211, предназначенные для использования в таких продуктах, как электронные замки, электронные клапаны, игрушки и т.д. Низкое сопротивление открытого канала силового транзистора значительно улучшает КПД этих высокointегрированных устройств, благодаря чему снижается температура кристалла и, соответственно, расширяется диапазон рабочих температур.



**H-Bridge Driver**  
**HT7K1201**  
**HT7K1211**

Частота входного управляющего ШИМ сигнала может достигать 200 кГц, позволяя использовать микросхемы в приложениях точного управления скоростью вращения. Приборы имеют полный набор функций безопасности, обеспечивающих защиту от перегрузки по току, короткого замыкания и перегрева, и исключающих повреждение устройства в критических условиях эксплуатации, включая блокировку ротора. Поскольку механизм автоматического перехода в спящий режим активируется с помощью тех же двух выводов, которыми выбираются режимы, приборам не требуется специальный сигнал выключения. Дополнительный режим глубокого сна с током потребления всего 0.1 мкА увеличивает время жизни батарей.

HT7K1211 отличается наличием раздельных выводов питания цепей управления и двигателя, а также токоизмерительного выво-

да, позволяющего системе с помощью внешнего низкоомного резистора контролировать ток мотора. Устройства могут использоваться для управления моторами с максимальными напряжениями 6 В и 7.5 В и отдавать пиковые

токи 1.3 А и 2.1 А, соответственно. Микросхемы HT7K1201 поставляются в миниатюрном корпусе SOT23-6, а HT7K1211 – в корпусе типа 8SOP-EP со сниженным тепловым сопротивлением.

## Skyworks представляет новую категорию решений Wi-Fi

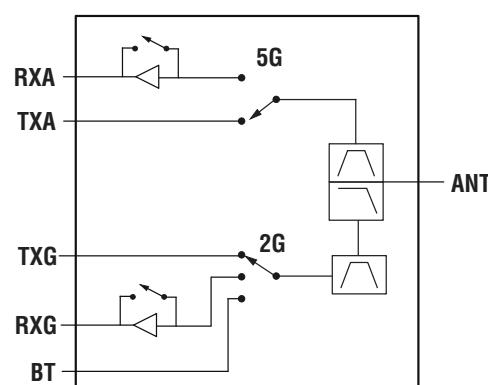
*Полностью интегрированные устройства упрощают потребителям задачи проектирования, расширяя диапазон подключения и повышая уровень технических характеристик продукта*

Skyworks Solutions анонсировала новое семейство высокointегрированных беспроводных решений для экосистем мобильных устройств и Интернета вещей. В новом комплекте SkyOne WiFi Skyworks объединила накопленный опыт интеграции радиочастотных устройств с передовой технологией стандарта 802.11ac, предоставив потребителям законченный входной модуль в одном компактном корпусе. В частности, эти новые продукты включают в себя все основные радиочастотные блоки между Wi-Fi системой на кристалле (СнК) и антенной, освобождая потребителей от сложных проблем разработки высокочастотных схем и одновременно сокращая время выхода на рынок.



Эта уникальная платформа значительно улучшит характеристики систем Wi-Fi по сравнению с вариантами на стандартных СнК, уменьшит уровень помех, воздействующих на другие радиочастотные системы, расширит диапазон связи и увеличит пропускную способность, создавая дополнительные удобства для пользователей. Первым продуктом в серии SkyOne WiFi стала микросхема SKY85812-11, уже поставляемая в составе

флагманских платформ производителям смартфонов высшего уровня.



Блок-схема модуля SKY85812-11.

«Современные мобильные и IoT устройства теперь поддерживают до 20 диапазонов и требуют как неразрывности, так и функциональной надежности Wi-Fi, чтобы удовлетворить растущие требования приложений, интенсивно использующих полосу пропускания», – сказал Дэвид Стейси (David Stasey), генеральный менеджер и вице-президент подразделения диверсифицированных аналоговых решений компании Skyworks. – Опираясь на наши весьма успешные сотовые платформы SkyOne, теперь мы рады предложить решения Wi-Fi, обеспечивающие оптимальные уровни интеграции и технических характеристик».

Согласно прогнозам аналитического агентства ABI Research, в период с 2016 по 2021 гг. будет продано более 20 млрд чисетов Wi-Fi, в частности, благодаря тому, что решения Wi-Fi выходят за рамки традиционных областей использования, частотных диапазонов, типов устройств и функциональных требований. Ожидается также, что более 95% устройств, проданных в 2021 году, будут

поддерживать Wi-Fi 5 ГГц, расширяя спектр, используемый сотовыми технологиями.

## W-iFi модуль SkyOne

Двухдиапазонный модуль входного приемного тракта SKY85812-11 содержит малошумящий усилитель диапазона 5 ГГц с обходным каналом и переключателем прием/передача на два направления и малошумящий усилитель диапазона 2.4 ГГц, также с

обходным каналом и переключателем на три позиции, включая порт Bluetooth. Кроме того, в SKY85812-11 интегрированы режекторный фильтр защиты от 2-гигагерцовых сигналов LTE и антенный разветвитель. Все узлы модуля размещены в компактном 16-выводном корпусе размером 3 × 3 мм.

В настоящее время потребителям доступны как единичные образцы, так и промышленные партии микросхем SKY85812-11.

## Быстродействующие р-и-п-фотодиоды Vishay Intertechnology обеспечат надежное обнаружение сигналов в носимых устройствах

*Устройства с повышенной чувствительности к видимому свету имеют фильтры подавления инфракрасного излучения и компактные SMD корпуса*

Потребность в надежном обнаружении сигналов в носимых устройствах, а также в медицинских и промышленных приложениях побудила Vishay Intertechnology к расширению ассортимента оптоэлектронных приборов двумя новыми высокоскоростными кремниевыми р-и-п-фотодиодами, имеющими повышенную чувствительность к видимому свету. Фотодиоды VEML5510C и VEML5510CF, выпускаемые подразделением Vishay Semiconductors, имеют фильтры, подавляющие инфракрасное излучение, и черные корпуса, увеличивающие отношение сигнал/шум. Приборы, поставляемые в компактных SMD корпусах с верхним размещением окна, отличаются малым временем переключения и низкой емкостью.



Фотодиоды имеют большую активную область площадью 7.5 мм<sup>2</sup>, а рабочие диапазоны длин волн и обратные фототоки равны 440 нм ... 700 нм и 0.6 мкА для VEML5510C и

400 нм ... 620 нм и 0.25 мкА для VEML5510CF. Интегрированные на кристалле заграждающие фильтры подавляют световые помехи в невидимом спектре, а черный корпус блокирует нежелательную боковую засветку. В результате спектральная чувствительность VEML5510C и VEML5510CF на длинах волн выше 800 нм и 700 нм составляет менее 5%, что близко к восприятию человеческого глаза.

Новые светодиоды, выпускаемые в миниатюрных корпусах площадью 5 мм × 4 мм и высотой 0.9 мм, позволяют создавать тонкие конструкции датчиков. Устройства оптимизированы для оптических методов измерения сердечного ритма в таких носимых устройствах, как фитнес-трекеры и умные часы, а также для медицинских биосенсоров, подключаемых к системам контроля пациентов. Кроме того, фотодиоды можно использовать в быстродействующих пожарных извещателях пламени, а также в измерителях уровня освещенности для регулировки яркости дисплеев.

Ширина диаграммы направленности VEML5510C и VEML5510CF по уровню половинной чувствительности равна ±65°, диапазон рабочих температур составляет от –40 °C до +100 °C, а максимумам спектральной чувствительности соответствуют длины волн 550 нм и 540 нм, соответственно. Фотодиоды не содержат галогенов и соответствуют требованиям директивы RoHS и экологической

инициативы Vishay Green. Новые приборы имеют первый уровень чувствительности к влажности, позволяющий, в соответствии со стандартом J-STD-020, устанавливать их на плату через 72 часа после вскрытия упаковки.

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии приборов VEMD5510C и VEMD5510CF. Срок выполнения заказов большого объема составляет восемь недель.

## ON Semiconductor представляет самое миниатюрное в мире решение для поддержки Sigfox

*Поддерживающая Sigfox система в корпусе с модульной функциональностью в формате микросхемы обеспечивает готовое радиочастотное решение для облачных коммуникаций*

ON Semiconductor анонсировала новую программируемую радиочастотную (РЧ) приемо-передающую систему в корпусе (СвК), объединившую РЧ систему на кристалле (СнК) со всеми необходимыми окружающими компонентами, включая термокомпенсированный кварцевый генератор. AX-SIP-SFEU обеспечивает самое высокоинтегрированное решение Sigfox как для восходящих (передающих), так и для нисходящих (приемных) каналов связи. Это устройство является первым в новом семействе СвК, которое будет пополняться на протяжении ближайших месяцев, предоставляя полный набор готовых «под ключ» радиочастотных решений для поддержки приложений, требующих подключения к Интернету вещей (IoT).

При строгих пространственных ограничениях многих устройств IoT, когда, например, точка подключения должна находиться на минимальном расстоянии от датчика, СвК приемопередатчика ON Semiconductor с габаритами 7 мм × 9 мм × 1мм почти втрое меньше по площади и в десять раз меньше по общим размерам, чем основанные на модулях пред-

ыдущие решения, что предоставляет инженерам гораздо большую свободу конструирования. Основываясь на успехе семейства СнК AX-SFEU и благодаря интеграции всех необходимых функций, AX-SIP-SFEU выводит ON Semiconductor в лидеры рынка однокристальных решений для приложений Sigfox. Поставляемое с защитным экранированием, предварительно сертифицированное контрольно-надзорными органами готовое решение помогает упростить разработку, ускорить выход на рынок и снизить суммарные затраты на проектирование, позволяя потребителям сосредоточиться на своем приложении и конструировании антенны.

Необходимость увеличения времени автономной работы устройств с батарейным питанием делает энергопотребление острой проблемой для инженеров, разрабатывающих приложения беспроводных коммуникаций. Предсказуемая и востребованная сверхнизкая мощность, расходуемая Sigfox, дополняется собственным ультранизким энергопотреблением нового прибора ON Semiconductor: в режимах останова, сна и глубокого сна ток, потребляемый устройством, составляет всего 0.5 мА, 1.3 мкА и 100 нА, соответственно.

К аппаратуре пользователя AX-SIP-SFEU подключается с помощью простого универсального асинхронного приемопередающего интерфейса (UART). Для управления отправкой кадров и конфигурирования радиопараметров используются AT-команды, а для пользователей, желающих писать собственные программы, доступен вариант с интерфейсом прикладного программирования. Новое устройство является частью расширяющейся ON Semiconductor экосистемы, включающей также отладочный набор и интегрированную среду для разработчиков программ.



## Трехфазный драйвер затворов компании Diodes упростит управление бесщеточными и вентильными двигателями постоянного тока

Компания Diodes выпустила на рынок полностью интегрированную микросхему трехфазного драйвера затворов N-канальных MOSFET или IGBT, используемых в полумостовых конфигурациях. Плавающие драйверы верхнего плеча и бутстрепное управление силовыми ключами позволяют устройству DGD2136 с помощью простого интерфейса управления со стандартными логическими уровнями 2.4 В коммутировать напряжения до 600 В. Драйвер затворов предназначен для управления бесщеточными и вентильными двигателями постоянного тока, широко используемыми в бытовых электроприборах, электроинструментах, кондиционерах воздуха и швейных машинах, а также в промышленных приложениях.



Расширяющееся использование бесщеточных и вентильных двигателей отражается в отраслевых директивах, требующих повышения КПД электрических моторов и полного исключения технического обслуживания для минимизации общих эксплуатационных издержек. Чтобы выполнить эти требования,

драйвер DGD2136 оптимизирован для трехфазных приложений управления тремя полумостами, образованными N-канальными MOSFET или IGBT. Технология изготовления высоковольтных микросхем позволяет плавающим драйверам верхнего плеча работать при напряжениях до 600 В, а рассчитанные на большие импульсные токи выходные буферные каскады минимизируют сквозные токи драйверов.

Надежность и безопасность устройства поддерживаются множеством встроенных функций. Использующая внешний резистор цепь измерения тока отключает все выходы в случае возникновения перегрузки. Согласованные времена распространения в совокупности с внутренней логикой формирования мертвого времени и защиты от сквозных токов исключают одновременное появление высоких уровней на обоих выходах в случае аварийной комбинации входных сигналов, то есть, при высоких уровнях на обоих входах. Блокировка при повышенном входном напряжении отключает соответствующие выходы верхнего плеча, а невосприимчивость выводов возврата питания верхних транзисторов к броскам напряжения с большими значениями dv/dt минимизирует риски ложных переключений. DGD2136 также имеет выход сигнала неисправности, который позволяет контролировать силовые каскады и может использоваться совместно с входом RC для управления временем сброса.

Драйверы затворов DGD2136 выпускаются в стандартных для отрасли корпусах SO-28.

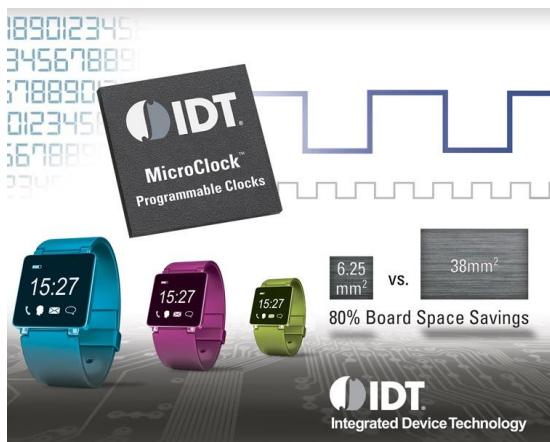
## Новое семейство компактных тактовых генераторов IDT упростит разработку малогабаритных и носимых устройств

*Полностью программируемые тактовые генераторы MicroClock обеспечивают гибкость и простоту конструктивных решений в компактных приложениях с батарейным питанием*

Integrated Device Technology (IDT) сообщила о начале производства линейки компактных малопотребляющих программируемых тактовых генераторов для носимых приложе-

ний. В миниатюрных корпусах семейства MicroClock, имеющих размеры всего 2.5 мм × 2.5 мм и требующих на 80% меньше площади печатной платы, чем традиционные решения

на дискретных компонентах, реализован весь набор программируемых функций и инновационных решений отмеченного наградами семейства тактовых генераторов VersaClock. В режиме пониженной мощности приборы потребляют лишь 2 мА, поддерживая при этом работу системных часов реального времени (RTC). Небольшие размеры и низкое потребление мощности идеально подходят для компактных портативных приложений, где ключевыми требованиями являются малые габариты и длительный срок службы батареи.

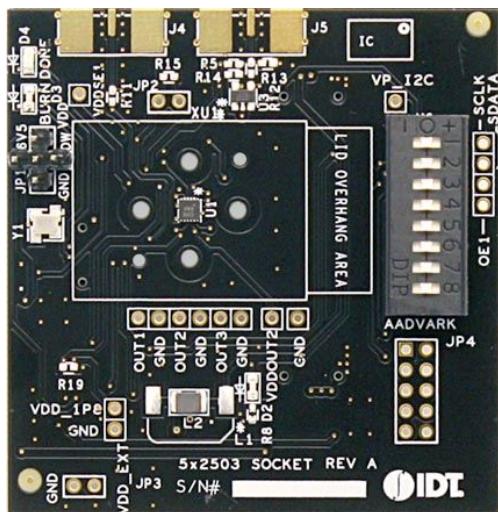


Микросхемы 5X2503 и 5L2503 являются первыми представителями семейства программируемых тактовых генераторов MicroClock компании IDT. Оба прибора обеспечивают независимое программирование сигналов на низковольтных КМОП выходах, выходная частота которых может достигать 125 МГц. Кроме того, каждый из трех выходов поддерживает частоту 32.768 кГц часов реального времени, потребляя при этом впечатляюще низкий ток 2 мА, позволяющий микросхеме работать от одного таблеточного элемента питания емкостью 220 мА ч на протяжении 12 лет. В отличие от микросхемы 5L2503, которой необходим либо кварцевый резонатор, либо внешний опорный сигнал, генератору 5X2503 не требуется ни того, ни другого, что экономит пространство печатной платы и позволяет разработчику сосредоточиться на других узлах разрабатываемого устройства.

В обеих микросхемах 5X2503 и 5L2503 реализована запатентованная IDT функция проактивного энергосбережения (proactive power saving – PPS), заключающаяся в

интеллектуальном мониторинге перехода внешних тактируемых компонентов в режимы пониженной мощности и автоматическом переключении между нормальным режимом работы, при котором три выхода с одним контуром ФАПЧ потребляют 2 мА, и режимом пониженного энергопотребления, когда генерируется только сигнал 32.768 кГц, а ток уменьшается до 2 мА. В результате экономится энергия без каких-либо дополнительных усилий разработчика.

Кроме программируемости, малых размеров и экономичности, приборы MicroClock отличаются низким межтактовым джиттером с уровнем менее 100 пс, когда все три выхода настроены на одну частоту, и менее 200 пс при различных выходных частотах. Это позволяет использовать генераторы в широком спектре потребительских, портативных, носимых и карманных приложений. Приборы MicroClock дополняются полными комплектами разработчика, дающими пользователям возможность программировать устройства на своем ПК с помощью разработанного IDT графического интерфейса Timing Commander.



Оценочная плата для микросхемы 5X2503 MicroClock.

Микросхемы 5X2503 и 5L2503 уже доступны для приобретения. Получить дополнительную информацию и запросить образцы можно на сайте IDT. Клиенты также могут воспользоваться онлайн конфигуратором для заказа образцов с предустановленными на заводе пользовательскими настройками частоты.

# Беспроводные выключатели для умного дома от Power Integrations не требуют модернизации электропроводки

Базовый проект для двухпроводного интеллектуального настенного выключателя, совместимого со светодиодными лампами и устаревшей электропроводкой

Компания Power Integrations представила новый базовый проект интеллектуального настенного выключателя, совместимого с наиболее распространенным в жилых помещениях вариантом электропроводки.

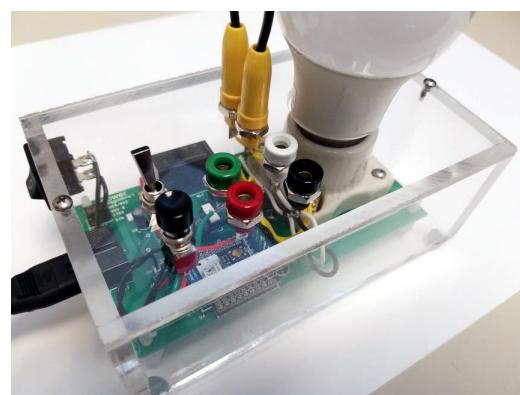


Обычно для питания интеллектуальных беспроводных выключателей с датчиками движения/присутствия, и/или голосовым управлением требуется обратный нейтральный провод, который не всегда проложен в подлежащих модернизации домах. Доступные решения, не нуждающиеся в нейтрали, могут работать только с устаревшими лампами накаливания, так как небольшого переменного тока, потребляемого в дежурном режиме интеллектуальным выключателем, недостаточно для разогрева нити накала. Однако при использовании светодиодных или компактных люминесцентных ламп большой ток покоя внутреннего источника питания выключателя может стать причиной недопустимого мерцания, связанного с накоплением утекающей в лампу энергии, приводящем к ее периодическому запуску и кратковременным вспышкам света.

Настенный выключатель Bluetooth Low Energy (LE), потребляющий в режиме ожида-

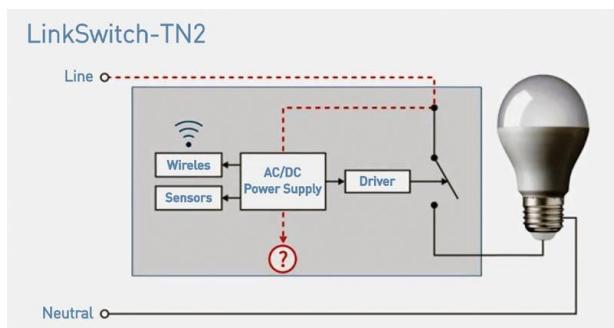
ния менее 500 мА, описан в документе DER-622. Конструкция основана на разработанной компанией Power Integrations микросхеме коммутатора LinkSwitch-TN2 с током потребления менее 75 мА. Сверхнизкий ток потребления и высокий КПД при легкой нагрузке обеспечивают совместимость с энергосберегающими светодиодными лампами мощностью от 3 Вт и идеально подходят для настенных выключателей, не требующих нейтрального провода.

Приборы LinkSwitch-TN2 могут использоваться в обратноходовой или понижающей топологиях, стабилизируя выходное напряжение с точностью лучше  $\pm 3\%$ . Микросхемы повышают надежность системы за счет многочисленных функций безопасности, включая защиту от перенапряжения, перегрева и короткого замыкания выхода, а также благодаря наличию выносивого 725-вольтового силового MOSFET. В описанном в DER-622 источнике питания микросхема LinkSwitch-TN2 используется в неизолированной обратноходовой топологии с однополупериодным выпрямлением переменного тока, снижающим стоимость решения. Источник формирует два выходных напряжения: 12 В для управления реле и 3.8 В для питания контроллера Bluetooth LE.



Базовый проект для двухпроводного интеллектуального настенного выключателя.

Основными приложениями микросхем LinkSwitch-TN2 являются системы беспроводного управления освещением, датчики, отсутствия, присутствия и движения, настенные диммеры и устройства управления тенями.



## Vishay Intertechnology представляет новый 25-вольтовый N-канальный MOSFET с самым низким в мире сопротивлением канала

*Устройство с сопротивлением открытого канала 0.58 мОм при напряжении затвора 10 В и низким зарядом затвора 61 нКл в компактном корпусе PowerPAK SO-8*

Vishay Intertechnology представила новый мощный 25-вольтовый N-канальный MOSFET, основанный на IV поколении технологии TrenchFET, с наименьшим для своего класса приборов сопротивлением открытого канала: 0.58 мОм при напряжении затвора 10 В. Благодаря самому низкому произведению заряда затвора на сопротивление открытого канала (фактору качества) для приборов с сопротивлением канала ниже 0.6 мОм, использование транзистора SiRA20DP, выпускаемого подразделением Vishay Siliconix, позволит повысить КПД и плотность мощности многих приложений.



Новый прибор в корпусе PowerPAK SO-8 размером 6 мм × 5 мм на сегодня является единственным в мире 25-вольтовым MOSFET,

максимальное сопротивление открытого канала которого равно 0.6 мОм. SiRA20DP имеет наименьший заряд затвора, равный 61 нКл, и на 32% лучший фактор качества – 0.035 Ом нКл. Сопротивления каналов всех других 25-вольтовых N-канальных MOSFET, выпускаемых в настоящее время, как минимум на 11% выше.

Малое сопротивление канала SiRA20DP снижает потери проводимости и улучшает КПД системы в силовых схемах «ИЛИ» архитектур с резервированием питания. Отличный фактор качества нового устройства повысит переключательные характеристики DC/DC преобразователей в источниках питания телекоммуникационного и серверного оборудования, а также систем коммутации батарейных блоков и нагрузок на шинах питания 5 В и 12 В.

MOSFET подвергаются стопроцентной проверке на соответствие требованиям стандартов RG и UIS, отвечают предписаниям директивы RoHS и не содержат галогенов.

В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии SiRA20DP. Крупные заказы на поставку приборов выполняются в течение пятнадцати недель.

## IDT расширяет портфель измерителей параметров окружающей среды семейством датчиков влажности

*Датчики относительной влажности компании IDT обеспечивают лучшие в отрасли значения точности и времени отклика, улучшая характеристики систем и минимизируя требования к источникам питания*

К быстро растущему портфелю своих сенсорных продуктов Integrated Device Technology (IDT) добавила новое семейство микросхем датчиков относительной влажности (RH). Высокая точность датчиков влажности IDT сочетается с самой высокой скоростью измерений среди всех сопоставимых устройств, представленных на сегодняшнем рынке.

Семейство датчиков относительной влажности HS300x за шесть секунд с точностью 1.5% измеряет RH в диапазоне от 20% до 80% при неподвижном воздухе, не требуя создания принудительного воздушного потока. Поскольку наибольшую мощность датчики влажности потребляют во время измерения, малое время установления стабильных показаний сокращает количество необходимых



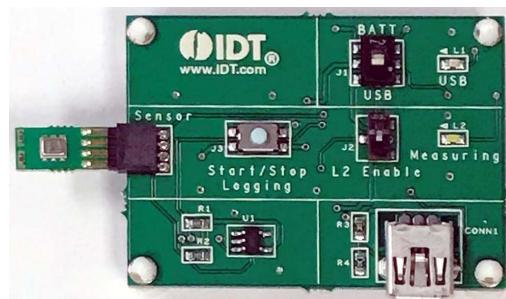
мых выборок. Это особенно важно для приложений с автономным питанием, где меньшая рассеиваемая мощность эквивалентна большему сроку службы батарей.



В дополнение к высокой точности и малым временам отклика семейство HS300x выделяется отличной долговременной стабильностью 0.1% RH в год, достигнутой в результате использования надежной карбид кремниевой основы и инновационной конструкции. Это увеличивает срок эксплуатации и снижает эффективную стоимость. Датчики

влажности IDT идеально подходят для широкого спектра приложений, включая измерение содержания водяного пара в медицинском кислороде, влажности в бытовой технике, такой как холодильники, а также для контроля влажности воздуха в технологических процессах, системах климат-контроля, метеостанциях и портативных персональных медицинских устройствах.

Семейство состоит из четырех приборов – HS3001, HS3002, HS3003 и HS3004 с точностью измерения RH  $\pm 1.5\%$ ,  $\pm 1.8\%$ ,  $\pm 2.8\%$  и  $\pm 3.8\%$ , соответственно. В спящем режиме все устройства потребляют экстремально низкий ток 1 мА и имеют дополнительные диапазоны измерений от 5% до 95% для более точного контроля в условиях экстремальной влажности. Микросхемы выпускаются в компактных корпусах LGA с размерами 3.0 мм  $\times$  2.4 мм  $\times$  0.8 мм. Для освоения датчиков серии HS300x выпущен ряд оценочных плат.



Оценочный набор SDAH01 для датчика влажности и температуры HS3001.

## Elmos разработала семейство светодиодных драйверов для задних фонарей автомобилей с инновационной системой управления питанием

Семейство линейных контроллеров E522.9x может поддерживать постоянную яркость свечения, отдавая ток до 3 $\times$ 55 мА

Elmos завершила разработку нового семейства контроллеров светодиодов E522.90/91/92/93 для использования в задних фонарях автомобилей. Выходные токи приборов семейства E522.9x составляют от 12 мА до 55 мА на канал. При параллельном соединении каналов токи могут достигать 165 мА на микросхему. Патентованная технология управления питанием обеспечивает постоянную яркость свечения светодиодов даже в тяжелых тепло-



вых режимах. Для этих целей переменная часть понесенных потерь переносится на внешние шунты, благодаря чему происходит равномерное и эффективное распределение тепла без образования участков локального перегрева на печатной плате. Такая уникальная двойная концепция позволяет избежать дополнительных падений напряжения на линейных каскадах контроллера.

Устройства поддерживают комплексные функции диагностики, гарантирующие надежную работу за счет распознавания состояний обрыва и короткого замыкания, перегрева кристалла и повышенного входного напряжения.

В микросхемах предусмотрена возможность как индивидуального ШИМ управления яркостью каждого канала, так и общего управления группой объединенных каналов. Выводы RUN диагностического интерфейса при использовании нескольких микросхем поддерживают работу светодиодных кластеров с количеством ветвей более трех.

Полная совместимость с микросхемами семейства E522.80-83, рассчитанными на

токи канала 48 мА и суммарный токи до 151 мА, дает возможность прямой замены приборов и очень простой адаптации существующих систем.

Микросхемы имеют два настраиваемых режима обработки ошибок. В первом режиме при обнаружении неисправности поврежденный канал отключается и индицируется индивидуальная ошибка. Во втором, названном «Режим одиночной лампы», все подключенные каналы светодиодов работают как один источник света. В этом режиме в случае обнаружения ошибки отключаются все каналы, и микросхема просто находится в режиме ожидания, потребляя небольшой ток и позволяя устройству управления питанием легко идентифицировать отказ.

Диапазон входных напряжений составляет от 5 В до 25 В при максимально допустимом значении 40 В.

Семейство приборов выпускается в корпусе SO16N с вскрытым теплоотводящим основанием и соответствует требованиям стандарта AEC-Q100.

## Melexis выпускает инновационный инфракрасный датчик температуры

*Новое устройство MLX90632 в корпусе для поверхностного монтажа станет надежным решением для множества приложений*

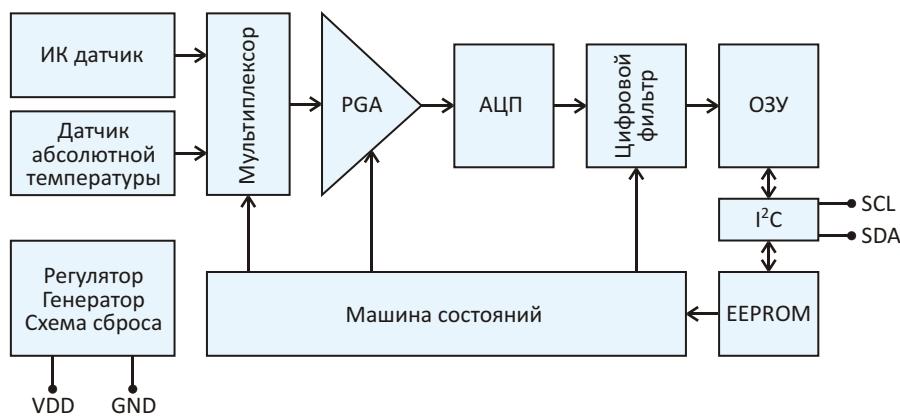
Melexis сообщила о выпуске нового семейства миниатюрных датчиков дальнего инфракрасного диапазона (far infrared – FIR), предназначенных для различных приложений, требующих точных измерений температуры.

Принцип работы приборов семейства MLX90632 основан на том факте, что каждый объект является источником теплового излучения. КМОП микросхема в корпусе QFN размером 3 мм × 3 мм × 1 мм содержит полностью



законченное решение, включающее чувствительный элемент на основе термоэлектрического преобразователя, схемы обработки сигнала, цифровой интерфейс и оптику, что





*Блок-схема датчика температуры MLX90632.*

позволяет быстро и просто интегрировать датчик во множество современных приложений.

Высокоточное устройство сохраняет отличную температурную стабильность в условиях температурных градиентов и быстрых изменений температуры, что позволяет преодолеть хорошо известный недостаток существующих инфракрасных датчиков. Прибор выпускается в корпусе для поверхностного монтажа, совместимом со стандартными технологиями сборки печатных плат.

В настоящее время начато производство первой коммерческой версии MLX90632. В последующем будут предложены новые версии MLX90632, в том числе, отвечающие крайне строгим требованиям рынка медицинских приложений.

Изготовители интеллектуальных устройств могут расширить их возможности за счет добавления функции точного измерения температуры. Интегрировав в устройство оптическую линзу, Melexis сузила поле обзора, увеличив тем самым рабочее расстояние и повысив точность измерений.

MLX90632 будет использоваться везде, где необходимы точные измерения температуры, особенно в средах с высокой температурной динамикой и в условиях ограниченности доступного пространства. Следовательно, потенциальными областями применения этих устройств могут быть предметы бытовой техники, интеллектуальные регуляторы температуры, серверные помещения. Кроме того, возможна интеграция датчиков в портативные электронные устройства, такие как планшеты и смартфоны.



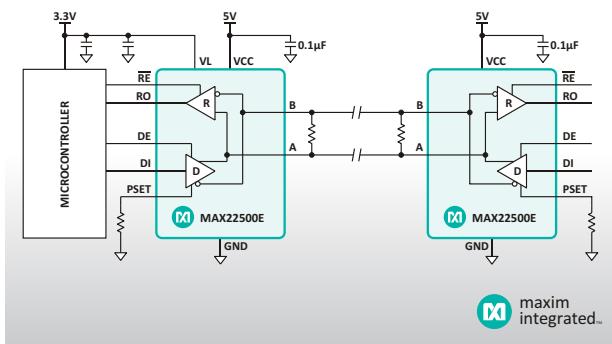
*Оценочная плата для микросхемы MLX90632.*

## Приемопередатчики Maxim удваивают достижимую скорость передачи данных интерфейсов RS-485

Разработчики промышленных интерфейсов RS-485 теперь смогут удвоить скорость передачи данных и до 50% увеличить длину кабелей, воспользовавшись новыми приемопередатчиками MAX22500E, MAX22501E и MAX22502E компании Maxim Integrated Products.

При создании систем управления движением, требующих высокой точности при больших расстояниях, перед разработчиками встает проблема поддержания необходимой скорости и надежности передачи данных через длинные кабели. Например, производственный участок с удаленными исполнительными механизмами может находиться на расстоянии до 10 км от центрального контроллера. Для решения этой задачи компания Maxim разработала три новых приемопередатчика: MAX22500E, MAX22501E и MAX22502E.

## RS-485 Transceivers MAX22500E/1E/2E



тельными устройствами, требующими повышенной точности управления, не может работать при коротких кабелях и медленных потоках данных.

Защищенные от электростатических разрядов полудуплексные приемопередатчики RS-485/RS-422 MAX22500E/MAX22501E и полнодуплексный MAX22502E расширяют достижимые скорости вплоть до 100 Мбит/с при расстоянии 50 м. Приборы обеспечивают самые высокие в отрасли скорости для точного, малозатратного и надежного обмена данными по длинным кабелям в различных приложениях управления движением. Возможность введения программируемых предыскажений, предусмотренная в микросхемах MAX22500E и MAX22502E, позволяет удвоить скорости передачи по сравнению с любыми конкурирующим решениями и увеличить скорость реакции и разрешающую способность исполнительных устройств. Коррекция предыскажений позволяет увеличить длину кабелей до 50%. Большой гистерезис приемника (250 мВ) обеспечивает превосходную устойчивость к быстрым броскам напряжения. Кроме того, благодаря улучшенной целостности сигналов и надежности связи, разработчики могут получить тот же уровень характеристик при использовании более дешевых кабелей. Приемопередатчики могут

работать в диапазоне температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+125^{\circ}\text{C}$ .

### Основные преимущества

- **Надежная связь:**

Скорость обмена увеличивается до 100 Мбит/с при расстоянии 50 м (или 50 Мбит/с при расстоянии 100 м). Коррекция предыскажений улучшает целостность данных при высоких скоростях. Гистерезис 250 мВ на входах приемников повышает помехоустойчивость.

- **Высокая эффективность:**

Наивысшая скорость 100 Мбит/с, увеличивающая скорость реакции и разрешающую способность исполнительных устройств. Гибкий низковольтный интерфейс с отдельным напряжением питания от 1.6 В. Улучшенная целостность сигналов, позволяющая использовать более дешевые кабели.

- **Небольшие размеры:**

8-, 10- и 12-выводные корпуса TDFN.

### Доступность и цены

- MAX22500E выпускается в 10-выводном корпусе TDFN (3 мм × 3 мм) и в партиях от 1000 приборов продается по цене \$3.51 за штуку на сайте Maxim и у авторизованных дистрибуторов компании.
- MAX22500E выпускается в 8-выводном корпусе TDFN (3 мм × 3 мм) и в партиях от 1000 приборов продается по цене \$1.79 за штуку на сайте Maxim и у авторизованных дистрибуторов компании.
- MAX22500E выпускается в 12-выводном корпусе TDFN (3 мм × 3 мм) и в партиях от 1000 приборов продается по цене \$3.94 за штуку на сайте Maxim и у авторизованных дистрибуторов компании.
- Кроме того, за \$95 можно приобрести оценочный набор MAX22500EEVKIT#, MAX22501EEVKIT# или MAX22502EEVKIT.

## Analog Devices анонсирует контроллер активного выпрямителя с защитой от обратных напряжений

Analog Devices анонсировала выпуск микросхемы контроллера активного выпрямителя LT8672 с защитой входа от обратных напряжений до  $-40$  В. Одновременно Analog Devices сообщила, что отныне все продукты

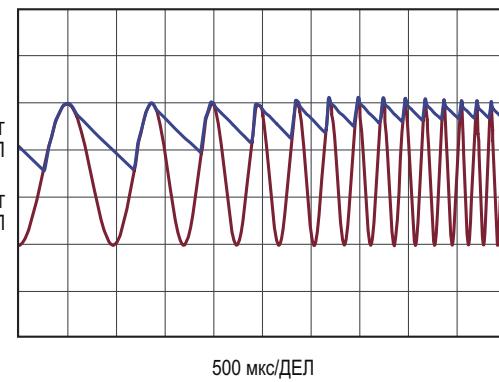
для управления питанием, созданные и создаваемые разработчиками бывшей компании Linear Technology, будут выделяться дополнительным обозначением «Power by Linear».



Способность устройства работать при входных напряжениях от 3 В до 42 В идеально соответствует требованиям автомобильных приложений, стабилизированное питание которых должно поддерживаться как в условиях пуска холодного двигателя и в старт-стопном режиме движения, когда напряжение может падать до 3.0 В, так и при бросках напряжения, достигающих 40 В в момент сброса нагрузки. Управляя внешним N-канальным MOSFET с падением напряжения 20 мВ, LT8672 снижает рассеиваемую мощность на 90% по сравнению с диодами Шоттки, делая ненужными дорогие теплоотводы. Сверхбыстрый переходный отклик отвечает строгим требованиям автомобильных приложений, предписывающим выпрямление пульсаций с частотой до 100 кГц. Равный 20 мА собственный ток потребления в активном режиме и 3.5 мА в режиме останова идеально подходят для использования микросхемы в постоянно включенных системах. Сочетание корпуса MSOP-10 и внешнего MOSFET позволяет создавать компактные решения.

Минимальное входное напряжение 3 В и падение напряжения 20 мВ дают возмож-

ность снизить требования к нижнему порогу входного напряжения при холодном запуске и в старт-стопном режиме, чтобы создать более простые и эффективные схемы. Если источник входного питания неисправен или закорочен, очень быстрое выключение свидетельствует о минимуме броска обратного тока. Кроме того, имеется вывод «Питание в норме», сигнализирующий о том, что внешний MOSFET готов принять ток нагрузки.



Выпрямление входных пульсаций.

LT8672EMS выпускается в корпусе MSOP-10. Параметры микросхем промышленной версии LT8672IMS проверяются и гарантируются в диапазоне рабочих температур перехода  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $125^{\circ}\text{C}$ . Для приборов LT8672HMS этот диапазон расширен вверх до  $150^{\circ}\text{C}$ .

### Сводка основных характеристик LT8672

- Защита входа от обратных напряжений до  $-40\text{ В}$ ;
- Широкий диапазон рабочих напряжений: от 3 В до 42 В;

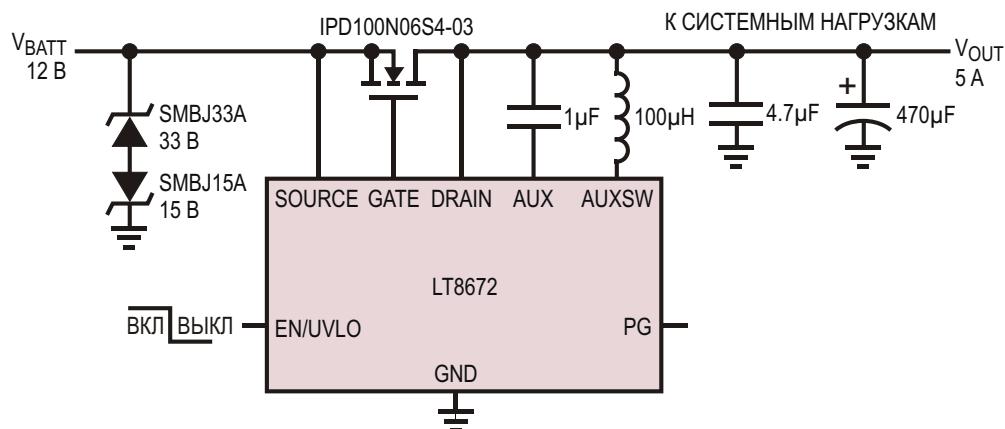


Схема защиты от переполюсовки автомобильной аккумуляторной батареи.

- Собственный ток потребления в активном режиме: 20 мкА;
- Улучшенные характеристики по сравнению с диодами Шоттки:
  - Потери мощности снижены более чем на 90%,
  - Падение напряжения снижено до 20 мВ;
- Сверхбыстрый переходный отклик:
  - Выпрямляет напряжение 6 В пик-пик на частотах до 50 кГц,
  - Выпрямляет напряжение 2 В пик-пик на частотах до 200 кГц,

- Ток потребления в режиме останова: 3.5 мкА;
- Точный порог 1.21 В на выводе разрешения;
- Миниатюрный 10-выводной корпус MSOP.

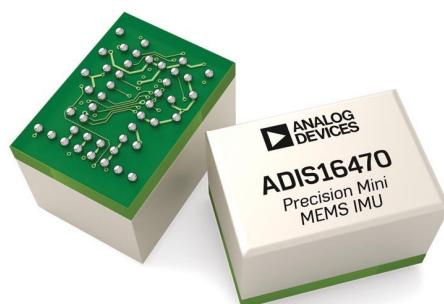
## Цены и доступность

Микросхемы LT8672 выпускаются в корпусах MSOP-10. Доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых устройств. Цена одного контроллера в партиях из 1000 приборов начинается от \$2.25.

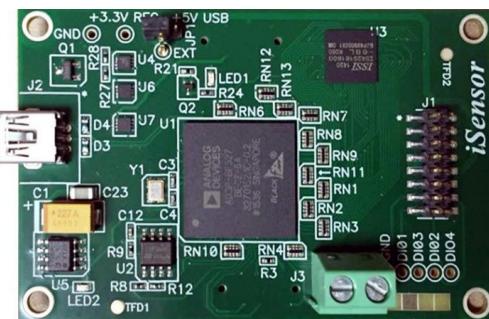
## Промышленные инерциальные измерительные блоки Analog Devices повысят надежность и качество навигации приложений Автономных машин

Analog Devices анонсировала выпуск серии из пяти инерциальных измерительных блоков (ИИБ), предназначенных для ряда развивающихся рынков промышленных приложений, связанных с навигацией и безопасностью, которые позволят снизить сложность и стоимость новых систем. При минимальных размерах ИИБ ADIS16470, ADIS16475 и ADIS16477, рассчитанные на стандартные технологии поверхностного монтажа, обеспечивают исключительное улучшение метрологических параметров. Три различных модели оптимизированы для выполнения ряда требований в отношении характеристик, цены и соответствия конкретным приложениям. ADIS16465 и ADIS16467 имеют сходные характеристики и отличаются, в основном, использованием корпусов повышенной прочности. Совокупность всех усовершенствований позволила достичь ранее недоступно-

го соотношения эффективности и стоимости для беспилотных летательных аппаратов, где до сих пор разработчики были вынуждены использовать затратные и рискованные решения, основанные на датчиках потребительского класса, которые, к тому же, не соответствовали требуемому уровню надежности. Такие же преимущества получат от новых ИИБ и приложения Автономных машин в таких областях, как Умное земледелие, где ранее приходилось делать выбор между очень дорогими датчиками с наилучшими характеристиками и коммерческими датчиками с ограниченными возможностями.



Все ИИБ имеют шесть степеней свободы (degree-of-freedom – DoF), поддерживаемых трехосевыми МЭМС акселерометрами и гироскопами. Приборы ориентированы на требования промышленного «Интернета движущихся вещей», нуждающегося в высокой точности геолокации. Возможности приборов позволяют получать точные характеристики движения в условиях турбулентности, вибрации, ветра, температуры и других возмуще-



Оценочная система EVAL-ADIS2.

ний окружающей среды, повышая качество навигации, ориентации и стабилизации.

Оираясь на свой тридцатилетний опыт разработки инерциальных датчиков, Analog Devices создала приборы с беспрецедентным сочетанием надежности, технических параметров, размеров и экономической эффективности. Получив устройства с лучшими в отрасли характеристиками, разработчики систем теперь смогут доверять гарантированным параметрам высококачественных датчиков и не расходовать ресурсы на дополнительные тесты, компоненты, калибровки и программные средства. ИИБ

ADIS1646x и ADIS1647x разработаны специально для того, чтобы исключить все факторы, которые могли бы являться источниками значительных ошибок, и в частности, воздействие перегрузок, взаимное влияние каналов различных осей и дрейфы, обусловленные температурными и механическими воздействиями.

### Цены и доступность

Прибор	Цена за шт. в партии из 1000 приборов	Корпус
ADIS16470	\$149	BGA 11×15×11 мм
ADIS16475/7	\$365	BGA 11×15×11 мм
ADIS16465/7	\$385	Модуль 22×22×9 мм

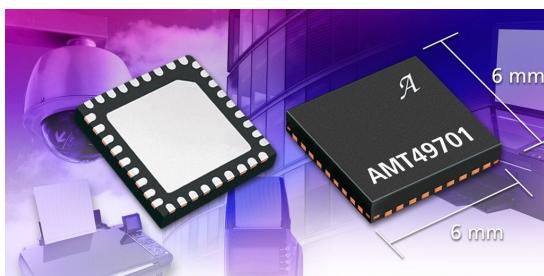
Новые ИИБ поддерживаются подключаемым к ПК оценочным набором EVAL-ADIS2Z, обеспечивающим демонстрацию основных возможностей датчиков, доступ к отдельным регистрам и высокую скорость обновления результатов измерений. Предлагаются также переходные платы, упрощающие подключение ИИБ семейства ADIS16xxx к платформам разработки.

### Основные характеристики датчиков

Продукт	DoF	Диапазон гироскопа [°/с]	Шумы гироскопа [°/с/ Гц с.к.з.]	Стабильность гироскопа [°/час]	Диапазон акселерометра [г]	Шумы акселерометра [мкг/ Гц с.к.з.]	Стабильность акселерометра [мкг]	Диапазон рабочих температур [°C]
ADIS16470	6	2000	0.008	8	40	100	13	-25 ... 85
ADIS16475/7	6	125/500/2000	0.003	2	8	23	3.6	-0 ... 105
ADIS16465/7	6	125/500/2000	0.003	2	40	100	13	-40 ... 105

## Allegro выпускает микросхему счетверенного полностового драйвера двигателей

Allegro MicroSystems начала продажи счетверенного полностового драйвера, предназначенного для управления двумя шаговыми двигателями или четырьмя двигателями



постоянного тока. Микросхема AMT49701 разработана специально для двухосевых приложений в кассовых терминалах, устройствах офисной автоматизации, системах безопасности и видеонаблюдения, IP камерах, а также в сфере автоматизации промышленного производства.

Выход каждого моста рассчитан на ток до 1 А при максимальном напряжении 18 В. Новый драйвер содержит ШИМ регуляторы тока с фиксированным временем выключения, а также 2-битные нелинейные ЦАП, позволяющие управлять шаговыми двигате-

лями в полно-, полу- и четвертьшаговом режимах или управлять направлением вращения и торможением двигателей постоянного тока. Запатентованный Allegro смешанный режим спада тока снижает слышимый шум двигателя, повышает точность шага и уменьшает рассеиваемую мощность.

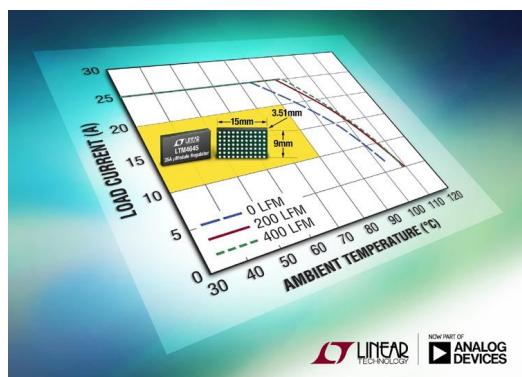
Для снижения мощности, рассеиваемой при ШИМ регулировании, в схему интегрированы цепи управления синхронными выпрямителями. В перечень функций безопасности

входят гистерезисная защита от перегрева, блокировка при пониженном напряжении и защита от сквозных токов. Устройство не требует управления последовательностью подачи питающих напряжений.

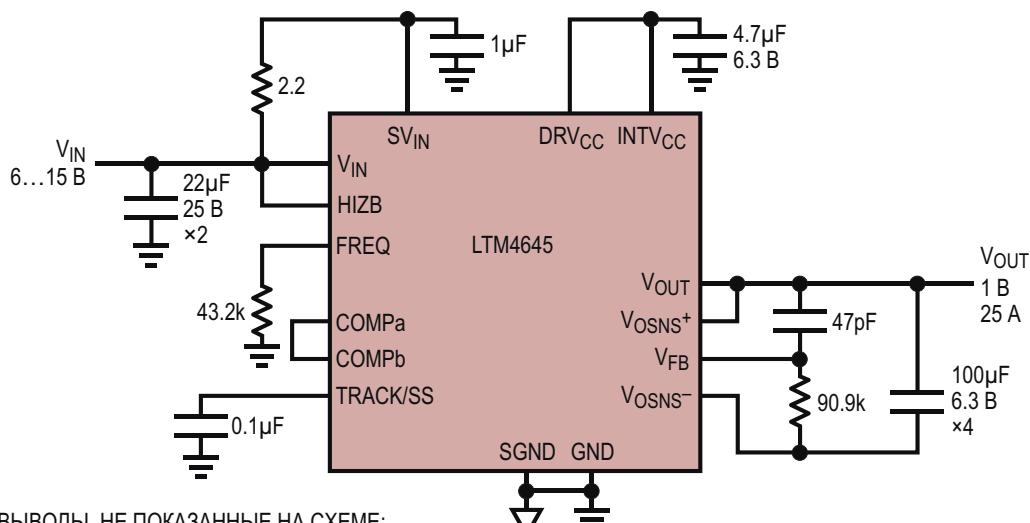
AMT49701 поставляются 36-выводным корпусе QFN размером 6 мм × 6 мм × 0.90 мм с теплопроводящим основанием, вскрытым для снижения теплового сопротивления. Корпус не содержит свинца, его выводная рамка имеет стопроцентное покрытие матовым оловом.

## 25-амперный микромодуль преобразователя поддерживает резервирование по схеме N + 1

Analog Devices, недавно завершившая сделку по приобретению компании Linear Technology, анонсировала начало производства микромодуля LTM4645 – 25-амперного понижающего преобразователя, поддержива-



вающей возможность параллельной работы нескольких (N) независимых устройств, когда, по крайней мере, один модуль LTM4645 используется в качестве резервного (+1) для обеспечения нагрузки необходимой мощностью при аварийном отключении одного из N+1 модулей. Например, если микросхема специального назначения потребляет ток 75 А при напряжении 1 В, для ее питания потребуется три модуля LTM4645 ( $75 \text{ A} = 3 \times 25 \text{ A}$ ). В этом случае для надежной работы системы один дополнительный модуль LTM4645 добавляется в качестве резервного по схеме 3+1. В результате четыре модуля LTM4645 обеспечивают нагрузку током 75 А даже при аварии одного из них. При обнаружении некорректной



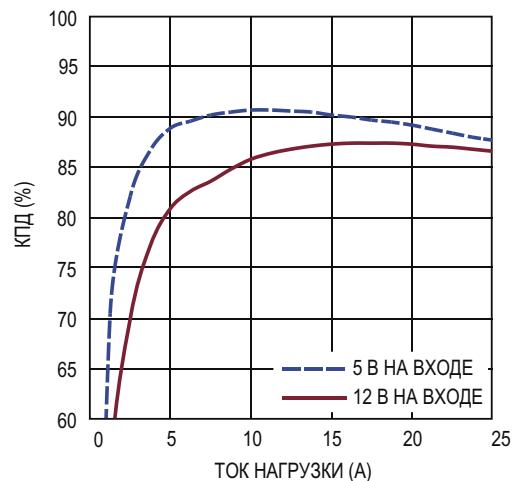
ВЫВОДЫ, НЕ ПОКАЗАННЫЕ НА СХЕМЕ:  
CLKOUT, MODE/PLLIN, PGOOD,  
PHASMD, PWM, RUN, SW, TEMP<sup>+</sup>, TEMP<sup>-</sup>

Типовая схема включения LTM4645.

работы одного из регуляторов модуль сигнализирует вышестоящему контроллеру горячей замены о необходимости отключения его от питающих шин, и тогда бесперебойная работа обеспечивается тремя оставшимися модулями LTM4645. В число приложений, использующих функцию резервирования N+1, входят системы, для которых первоочередными требованиями являются повышенная безопасность и целостность, например, центры обработки данных, аэрокосмические, банковские и облачные системы.

Преобразователь LTM4645 работает в диапазоне входных напряжения от 4.7 В до 15 В и позволяет устанавливать стабилизированное выходное напряжение от 0.6 В до 1.8 В. При понижении напряжения 12 В до 1 В и выходном токе 25 А синхронный преобразователь обеспечивает КПД 86%. В этом режиме потери мощности составляют 3.5 Вт с перегревом 41 °C (без использования радиатора и принудительного обдува). Модуль выпускается в корпусе BGA с размерами 9 мм × 15 мм × 3.51 мм, в котором объединены дроссель, силовые MOSFET и микросхема DC/DC регулятора. Благодаря дифференциальному усилителю удаленного датчика, компенсирующему падение напряжения на сопротивлениях проводников печатной платы, а также полному тестированию электрических параметров в диапазоне от –40 °C до +125 °C, общая точность стабилизации выходного напряжения гарантировается на уровне ±1.2%. Микромодуль LTM4645 имеет ряд функций безопасности, в числе которых защита выхода от перегрузки по току и напряжению и контроль температуры с помощью встроенного диода. Время задержки между обнаружением неисправности и отключением устройства не превышает 200 нс.

Модуль LTM4645 рассчитан на работу в диапазоне температур от –40 °C до +125 °C. Допускается параллельное соединение до



Зависимость КПД от тока нагрузки при выходном напряжении 1 В.

6 устройств, позволяющее увеличить выходной ток до 150 А. При входном напряжении 12 В, выходном напряжении 1 В и токе нагрузки 25 А потери мощности составляют всего 3.5 Вт, а температура корпуса без радиатора и принудительного обдува повышается до 75 °C. При температуре 85 °C максимально допустимый выходной ток снижается до 20 А. Цена одного модуля при заказе партии из 1000 штук начинается от \$26.23.

### Сводка основных характеристик LTM4645

- Диапазон входных напряжений от 4.7 В до 15 В;
- Диапазон выходных напряжений от 0.6 В до 1.8 В;
- Выходной ток 25 А;
- Общая ошибка выходного напряжения ±1.2% в диапазоне рабочих температур от –40 °C до +125 °C;
- Высокая надежность системы, обеспечиваемая схемой избыточности N+1;
- Корпус BGA с размерами 9 мм × 15 мм × 3.51 мм.

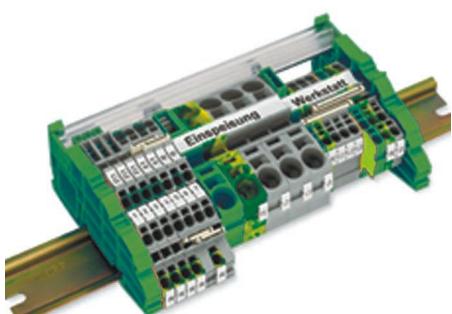
# настоящее немецкое качество



контрольно-измерительное оборудование



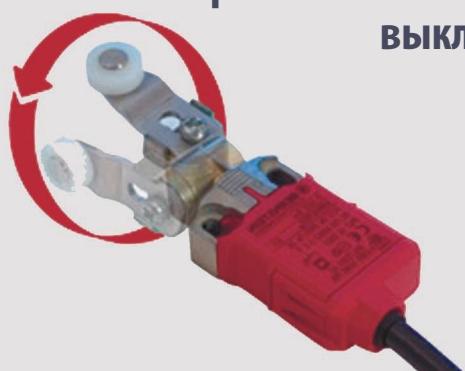
инструмент для разделки кабеля и снятия изоляции



клеммы на DIN рейку и для печатных плат



промышленные корпуса  
выключатели  
датчики



## ДЕЦИМА

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ



МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858

[WWW.DECIMA.RU](http://WWW.DECIMA.RU)



# Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку



## Часть 1

Александр Русу, Одесса, Украина

В технической документации на микросхемы контроллеров импульсных преобразователей можно найти целые разделы, посвященные режиму «легкой» нагрузки (Light Load), при котором выходной ток значительно меньше номинального или вообще отсутствует (Low Output Current Conditions). Современные контроллеры при легкой нагрузке могут работать в режиме пропуска импульсов (Pulse Skipping Mode), пакетном режиме (Burst Mode), режиме прерывистой проводимости (Discontinuous Conduction Mode), режиме принудительной непрерывной проводимости (Forced Continuous Conduction Mode) и других менее распространенных режимах. Некоторые микросхемы

поддерживают несколько режимов работы, что позволяет оптимизировать характеристики преобразователя в зависимости от конкретной ситуации.

Наличие многих вариантов показывает, что работа при легкой нагрузке имеет свои особенности. Пытаясь разобраться в этом вопросе с помощью специализированной литературы, можно заметить, что все авторы выделяют два режима работы силовой части, в зависимости от характера тока (или магнитного потока) силового дросселя (Рисунок 1). В безразрывном режиме (режим непрерывной проводимости, Continuous Conduction Mode – CCM) ток в дросселе на протяжении всего периода преобразования непрерывен, в отличие от разрывного режима (прерывистого, Discontinuous Conduction Mode – DCM), при котором ток в дросселе отсутствует в течение некоторого времени. И если с анализом электрических процессов в безразрывном режиме проблем не возникает – полученные результаты совпадают у авторов всех континентов, национальностей и вероисповеданий, – то с анализом безразрывного режима, наступающего при легкой нагрузке, все непросто. Авторы единодушны в том, что процессы в этом режиме гораздо сложнее, и поэтому либо не рассматривают этот вопрос,

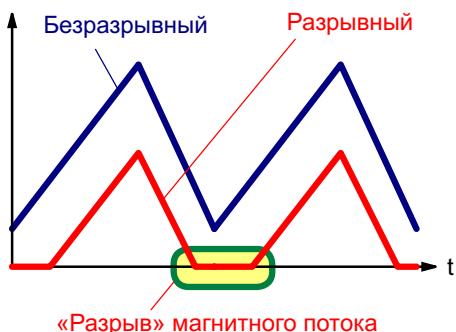


Рисунок 1. Магнитный поток дросселя при безразрывном и разрывном режимах работы.

либо приводят сложные и малопонятные объяснения того, что происходит в силовой части схемы.

Так в чем же особенность легкой нагрузки? Ведь если при преобразовании 100% мощности проблем не возникает, то почему они появляются при преобразовании 1%? В реальном мире обычно так не бывает. Если сумка не рвется, когда в ней находится 10 кг содержимого, то она точно не порвется от груза весом 100 г. Аналогично, если автомобиль грузоподъемностью 3 т загрузить мешком весом 30 кг, то никаких проблем в поездке возникнуть не должно.

Но к импульсным преобразователям это не относится. Для этих схем процессы при преобразовании 1% мощности значительно отличаются от процессов при полной загрузке. И, возможно, этот вопрос не требовал бы столь подробного внимания, если бы в последнее время не появились приложения, требующие двунаправленного преобразования энергии, реализация которого невозможна без детального понимания особенностей режима легкой нагрузки. В числе таких приложений преобразователи переменного напряжения (AC/AC конвертеры), ведомые сетью инверторы для солнечных и ветряных электростанций, контроллеры питания устройств, работающих от аккумуляторов и другие.

В этой статье рассмотрены особенности работы импульсных преобразователей во всех возможных, с точки зрения направления передачи энергии, режимах:

- передачи – когда энергия передается с входа преобразователя на его выход,

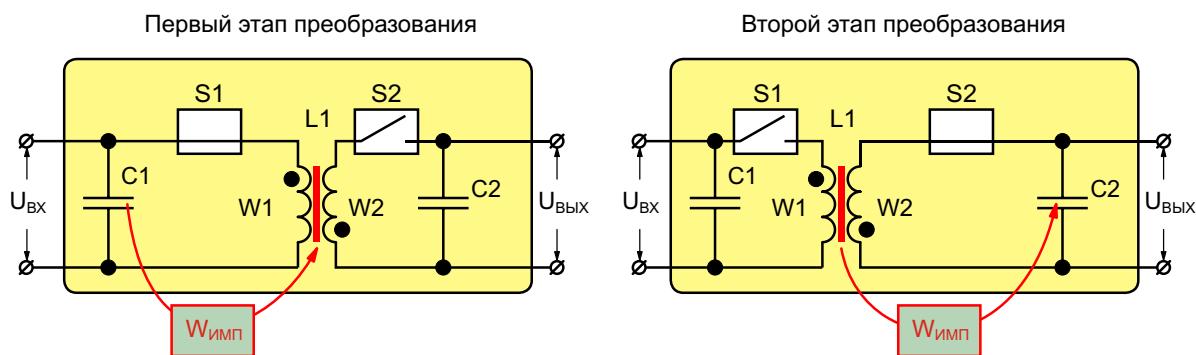
- холостого хода – когда энергия не передается,
- рекуперации – когда энергия передается в обратном направлении – с выхода на вход.

Детальный анализ рассматриваемых процессов приведен в работах [1, 2]. При желании более фундаментально изучить этот вопрос, читатель может самостоятельно ознакомиться с предложенными материалами. Некоторые моменты, например, почему рассматривается обратноходовой преобразователь, также будут более понятны, если ознакомиться со статьями, уже опубликованными в журнале РадиоЛоцман [3–5].

## Режим передачи электрической энергии

Рассмотрим работу идеализированного (собранного на элементах с идеальными характеристиками и отсутствием каких-либо потерь) обратноходового преобразователя. В самом распространенном режиме, назовем его режимом передачи, электрическая энергия передается в одном направлении: с входа преобразователя на его выход.

В этом режиме энергия из источника питания в нагрузку поступает порциями (импульсами) величиной  $W_{\text{имп}}$ . Пусть за секунду через преобразователь проходит  $N_{\text{имп}}$  порций энергии. Каждая порция преобразуется в два этапа (Рисунок 2). На первом этапе энергия величиной  $W_{\text{имп}}$  через замкнутый ключ  $S_1$  передается из электрического поля конденсатора  $C_1$  в магнитное поле дросселя  $L_1$ , а на втором – из магнитного поля дросселя  $L_1$  через замкнутый ключ  $S_2$  в электрическое поле конденсатора  $C_2$ .



*Рисунок 2. Режим передачи.*

Нагрузка, подключенная к выходу преобразователя, потребляет энергию из конденсатора С2 со скоростью Р<sub>Н</sub>. Количество энергии в конденсаторе W<sub>С2</sub> и напряжение на его обкладках связаны:

$$W_{C2} = \frac{U_{\text{вых}}^2 C_{C2}}{2}, \quad (1)$$

где

U<sub>вых</sub> – напряжение на конденсаторе С2, равное выходному напряжению преобразователя;

C<sub>С2</sub> – емкость конденсатора С2.

Большинство преобразователей стабилизируют выходное напряжение, поддерживая его, а, следовательно, и количество энергии в конденсаторе С2, постоянным. Очевидно, что для этого должно соблюдаться условие:

$$P_H = W_{\text{имп}} N_{\text{имп}}. \quad (2)$$

Если условие (2) не выполняется, тогда количество энергии в конденсаторе С2 будет либо постоянно увеличиваться (если P<sub>Н</sub> < W<sub>имп</sub>N<sub>имп</sub>), либо уменьшаться (если P<sub>Н</sub> > W<sub>имп</sub>N<sub>имп</sub>) до тех пор пока или не установится новый баланс мощности (вплоть до P<sub>Н</sub> = W<sub>имп</sub>N<sub>имп</sub> = 0), или что-нибудь не сломается.



**Рисунок 3.** Режим пропуска импульсов.

ется, ведь постоянное увеличение напряжения на конденсаторе рано или поздно приведет к пробою диэлектрика.

При легкой нагрузке мощность Р<sub>Н</sub> стремится к нулю, поэтому контроллеру для предотвращения увеличения напряжения на выходе необходимо уменьшить либо N<sub>имп</sub>, либо W<sub>имп</sub>, либо и то и другое сразу.

Контроллеру проще всего изменить N<sub>имп</sub>. В этом случае при нормальной нагрузке количество импульсов соответствует частоте преобразования (N<sub>имп</sub> = f<sub>ПР</sub>), а при легкой нагрузке часть циклов пропускается (N<sub>имп</sub> < f<sub>ПР</sub>). Этот режим называют режимом пропуска импульсов. Однако если не уменьшить W<sub>имп</sub>, на выходе может увеличиться уровень низкочастотных пульсаций (Рисунок 3), что в ряде случаев неприемлемо. Таким образом, при легкой нагрузке желательно также уменьшать и количество энергии W<sub>имп</sub>, преобразуемое за один цикл.

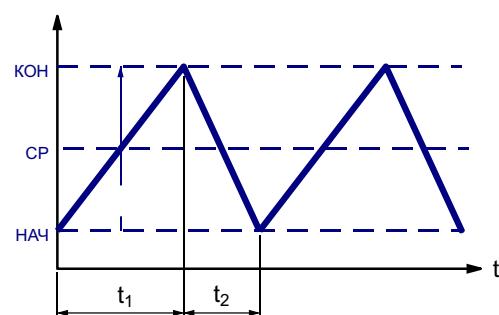
Рассмотрим, что влияет на величину W<sub>имп</sub>. Поступление энергии в дроссель L1 происходит при подключении его ключом S1 к конденсатору С1. Пусть в момент замыкания ключа S1 в дросселе после предыдущего цикла преобразования осталось некоторое количество энергии W<sub>нач</sub>:

$$W_{\text{нач}} = \frac{\mu_0 I^2 A_L}{2}, \quad (3)$$

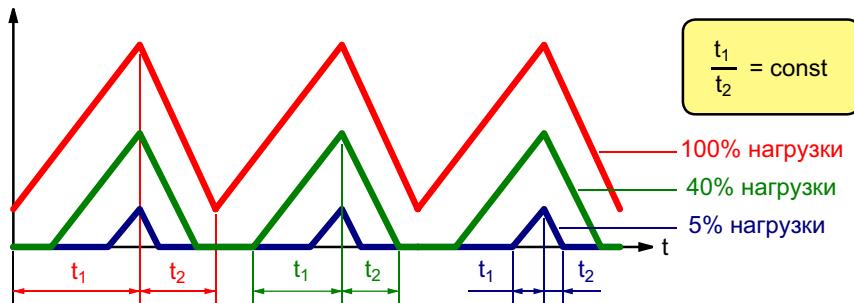
где

W<sub>нач</sub> – магнитный поток магнитопровода в момент замыкания ключа S1;

A<sub>L</sub> – конструктивный параметр магнитопровода, обычно используемый для расчета индуктивности L его обмоток (L = N<sup>2</sup>A<sub>L</sub>, где N – количество витков).



**Рисунок 4.** Параметры магнитного потока дросселя.



**Рисунок 5.** Магнитный поток дросселя в разрывном режиме.

Ключ S1 замыкается на некоторое время  $t_1$ , на протяжении которого к обмотке W1 дросселя L1 приложено входное напряжение  $U_{\text{вх}}$ , под действием которого, согласно закону Фарадея, магнитный поток в дросселе изменяется на величину (Рисунок 4):

$$\frac{U_{\text{вх}}}{N_1} t_1, \quad (4)$$

где  $N_1$  – количество витков обмотки W1.

Таким образом, к моменту размыкания ключа S1 магнитный поток в дросселе достигнет величины кон:

$$\text{кон} - \text{нач}, \quad (5)$$

которому соответствует энергия  $W_{\text{кон}}$ :

$$W_{\text{кон}} = \frac{\frac{1}{2} \text{кон}^2 - \frac{1}{2} \text{нач}^2}{2A_L}. \quad (6)$$

Вычитая из (6) энергию дросселя в момент замыкания ключа S1 (3), получим количество энергии, переданное в дроссель из конденсатора C1:

$$W_{\text{имп}} = W_{\text{кон}} - W_{\text{нач}} = \frac{C_P}{A_L}, \quad (7)$$

где  $C_P$  – среднее значение магнитного потока на интервале  $t_1$ :

$$C_P = \frac{\text{нач} + \text{кон}}{2}. \quad (8)$$

Из формулы (7) видно, что мощность, потребляемая нагрузкой, влияет на парамет-

ры магнитного потока в дросселе. Для того чтобы при легкой нагрузке уменьшить  $W_{\text{имп}}$ , необходимо уменьшать либо постоянную  $C_P$ , либо переменную составляющие магнитного потока.

Величина определяется (4). Из всех компонентов этой формулы контроллер может изменить только длительность  $t_1$ , ведь практически во всех преобразователях ключ S1 управляемый. Однако от  $t_1$  зависит также и выходное напряжение, которое для обратноходового преобразователя определяется формулой:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{N_2}{N_1} \frac{t_1}{t_2}, \quad (9)$$

где

$N_2$  – количество витков обмотки W2;

$t_2$  – длительность замкнутого состояния ключа S2.

Поэтому, для того чтобы выходное напряжение не изменилось, вместе с  $t_1$  необходимо изменять и  $t_2$  так, чтобы соотношение  $t_1/t_2$  оставалось одинаковым (Рисунок 5). Но при использовании в качестве ключа S2 неуправляемого полупроводникового диода возможность управления длительностью  $t_2$  отсутствует. И пусть даже  $t_2$  уменьшается автоматически, и контроллер может обеспечить нужное соотношение  $t_1/t_2$ , все равно, уменьшать  $t_1$ , даже вместе с  $t_2$ , можно только до определенных пределов. Рано или поздно наступит такой момент, когда или  $t_1$ , или  $t_2$  станут меньше чем время, необходимое для переключения ключей, ведь на практике они не идеальны.

Вот и получается, что в разрывном режиме, в котором используется этот метод регу-

лирования, преобразователь в принципе не может стабилизировать напряжение без нагрузки, когда  $P_H = 0$ ,  $t_1 = 0$  и  $t_2 = 0$ . Если контроллер дополнительно не поддерживает режим пропуска импульсов, то силовая часть должна обязательно иметь некоторую минимальную нагрузку, при которой еще можно как-то поддерживать выходное напряжение в требуемых пределах, иначе оно будет неуправляемым. Для этого на выходе обычно устанавливают создающий дополнительные потери резистор. 

## Список источников

1. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных

преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. – 2016. – №2(62). – С.10 – 24.

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

**Окончание в следующем номере**

# Простое измерение переходной характеристики позволяет определить полосу пропускания источника питания

Bob Sheehan

Electronic Design

Установить взаимосвязь между полосой пропускания и временем реакции источников питания непросто, однако в предлагаемой статье представлен метод измерения, который сможет облегчить этот процесс.

Естественно предположить, что между полосой пропускания контура управления источника питания и его переходной характеристикой должна быть какая-то простая связь, однако найти публикацию, в которой эта связь описывалась бы в доступных терминах, до сих пор не удавалось. Чем выше полоса пропускания, тем быстрее реакция петли обратной связи и меньше отклонение напряжения.

Однако на пути установления этой простой взаимосвязи могут стоять некоторые ограничивающие факторы. Первый из них – эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) выходного конденсатора  $C_{\text{OUT}}$ . Если это сопротивление слишком велико, прежде чем сработает петля управления, скачок тока нагрузки  $I$ , успеет создать большой перепад напряжения  $V_p$ . Величина этого перепада будет определяться формулой (1).

$$V_p = I R_{\text{ESR}}. \quad (1)$$

Второй обусловлен тем, что скорость нарастания может ограничиваться дросселем. Это ограничение зависит от полосы про-

пускания  $f_c$  контура управления и падения напряжения  $V_L$  на индуктивности дросселя, которые связаны формулой (2).

$$L = \frac{V_L}{2 f_c I}. \quad (2)$$

Третьим фактором является существование определенного критического предела индуктивности  $L_{\text{CT}}$ , за которым происходит «насыщение» коэффициента заполнения. Тогда пиковое напряжение переходного процесса определяется ограничением тока дросселя, проходящего через выходной конденсатор. Связь между критической индуктивностью, падением напряжения на дросселе, емкостью конденсатора и его ESR описывается формулой (3):

$$L_{\text{CT}} = \frac{V_L C_{\text{OUT}} R_{\text{ESR}}}{I}. \quad (3)$$

Чтобы избежать этих проблем, посмотрите на схему источника питания и воспользуйтесь электронной нагрузкой для проверки переходной характеристики. Если полоса пропускания петли обратной связи относительно широка, контур управления не мешает выходному напряжению отслеживать ток нагрузки. В этом случае для задания скачков нагрузки

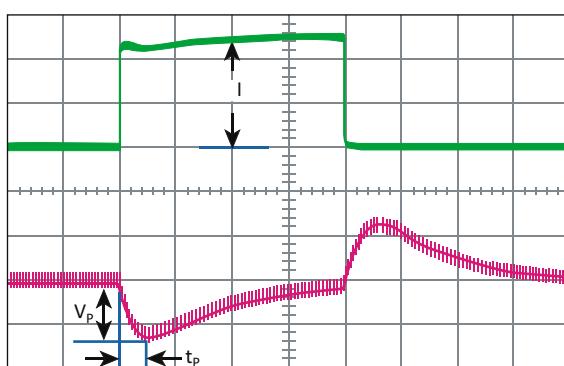


**Рисунок 1.** Типичная установка для измерения быстрых переходных характеристик источника питания. Для получения достоверных результатов измерений ее следует подключать короткими проводниками с малой индуктивностью.

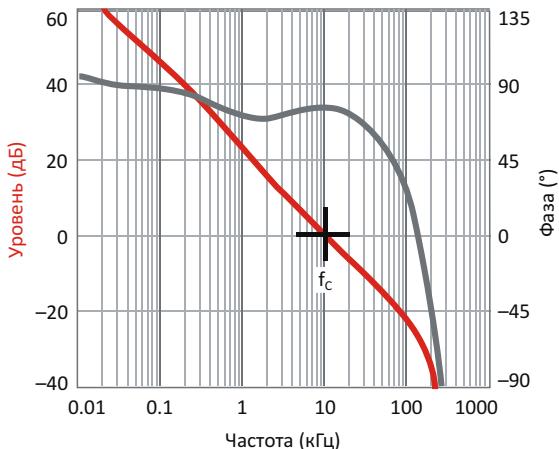
можно использовать небольшую печатную плату с MOSFET и нагрузочным резистором, управляемую функциональным генератором. Для снижения мощности, рассеиваемой резистором электронной нагрузки, коэффициент заполнения импульсов внешнего генератора должен быть небольшим.

Чтобы минимизировать индуктивность проводов, очень важно разместить эту схему как можно ближе к проверяемому устройству, как это показано на Рисунке 1. Небольшой черный провод соединен с центральной жилой коаксиального кабеля для измерения выходного напряжения.

Измеренная переходная характеристика, показанная на Рисунке 2, непосредственно связана с полосой пропускания контура обратной связи (Рисунок 3). При нулевом ESR и при отсутствии ограничений скорости нарастания или коэффициента заполнения, начальное время реакции  $t_p$  составляет одну



**Рисунок 2.** Измерение переходной характеристики при скачке тока  $I = 5 \text{ А}$  и  $C_{\text{OUT}} = 440 \text{ мкФ}$  показывает, что  $t_p = 25 \text{ мкс}$  и  $V_p = 130 \text{ мВ}$ .



**Рисунок 3.** Полоса пропускания петли обратной связи для системы с соответствующей переходной характеристикой равна  $10 \text{ кГц}$ .

четверть от эффективного периода управляющего контура. Это эквивалентно первой четверти синусоидального отклика на частоте единичного усиления. Хотя пиковое напряжение  $V_p$  будет меняться в зависимости от топологии и степени демпфирования, оно легко прогнозируется с удивительной степенью точности.

Без учета ESR и факторов, ограничивающих скорость нарастания или коэффициент заполнения,  $t_p$  рассчитывается на основании формулы (4) и имеет следующее значение:

$$t_p = \frac{1}{4 f_c},$$

$$t_p = \frac{1}{4 \cdot 10 \text{ кГц}} = 25 \text{ мкс}.$$
(4)

Выражение (5) дает однополюсное приближение для режима управления по току, откуда пиковое отклонение напряжения равно:

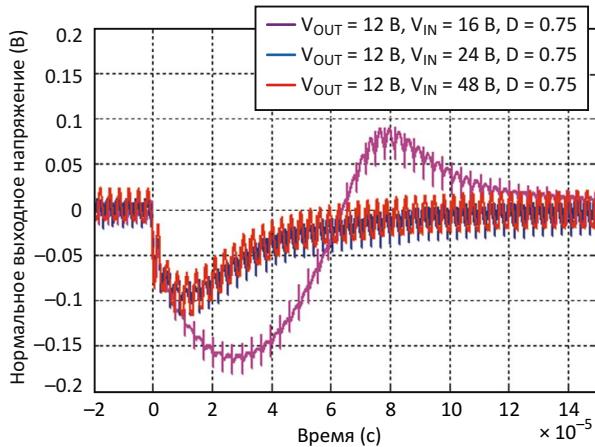
$$V_p = \frac{I}{2 f_c C_{\text{OUT}}},$$

$$V_p = \frac{5 \text{ А}}{2 \cdot 10 \text{ кГц} \cdot 440 \text{ мкФ}} = 180 \text{ мВ}.$$
(5)

Формула (6) позволяет рассчитать  $V_p$  в режиме управления по току для случая критического затухания (см. Рисунок 2):

$$V_p = \frac{I}{e f_c C_{\text{OUT}}},$$

$$V_p = \frac{5 \text{ А}}{e \cdot 10 \text{ кГц} \cdot 440 \text{ мкФ}} = 130 \text{ мВ}.$$
(6)



**Рисунок 4.** Выходное напряжение источника питания при скачке тока 5 А и различных входных напряжениях. Работа контура управления вне его линейной области может привести к значительному провалу напряжения.

Для режима управления по напряжению пиковое отклонение напряжения дает формула (7):

$$V_P = \frac{I}{8 f_c C_{OUT}}, \quad (7)$$

$$V_P = \frac{5 \text{ А}}{8 \cdot 10 \text{ кГц} \cdot 440 \text{ мкФ}} = 140 \text{ мВ.}$$

Характеристики источника питания должны быть проверены во всех режимах работы. Если контур обратной связи работает за пределами линейной области, ограничение коэффициента заполнения может привести к значительному провалу напряжения (Рисунок 4).

Отсюда мы видим, что взаимосвязь полосы пропускания и времени отклика проста и понятна. Измерив переходную характеристику, можно быстро получить хорошую оценку полосы пропускания петли регулирования. **РЛ**

# Внутри изолированного приемопередатчика RS-485

Thomas Kugelstadt, Intersil

EDN

**И**золяция служит средством предотвращения протекания тока между двумя точками обмена информацией, не создающим препятствий для передачи сигналов данных и питания. Она не позволяет высоким напряжениям повредить чувствительные электронные компоненты или причинить вред человеку. Изоляция поддерживает целостность сигналов, исключая появление контуров в цепях заземления линий связи с большими разностями потенциалов между землями.

Изменившееся за последнее десятилетие законодательство теперь требует, чтобы в системах передачи данных оборудования и машин, работающих в жестких условиях эксплуатации, использовалась изоляция. Это потребовало замены устаревших одноканальных изолированных систем приложениями с многоканальной изоляцией на основе новых компонентов. Многие из этих приложений связаны с обменом данными в телекоммуникационных и промышленных сетях, медицинском оборудовании, интерфейсах датчиков, устройствах управления двигателями и приводами, а также в контрольно-измерительных приборах.

В этой статье основное внимание уделено изолированному цифровому интерфейсу RS-485, до сих пор остающемуся промышленным стандартом для передачи данных. Будет представлен обзор методов определения диапазона синфазных напряжений (common-mode voltage range – CMVR) и способов изоляции сигнальных и питающих цепей приемопередатчика от схемы локального контроллера, обеспечивающих защиту от высоких синфазных напряжений. В конце статьи будет представлен новый изолятор интерфейса RS-485, основанный на технологии гигантского магнетосопротивления (giant magnetoresistance – GMR – ГМС), и рассмотрены ее преимущества в сравнении с другими технологиями изоляции.

## Диапазон синфазных напряжений

Стандартом RS-485 диапазон синфазного напряжения ( $V_{CM}$ ) определен в пределах от  $-7$  В до  $+12$  В. Рисунок 1 показывает, что это напряжение является суммой синфазного выходного напряжения драйвера передатчика  $V_{OC}$ , разности потенциалов между точками заземления приемника и передатчика (GPD) и синфазного напряжения приемника ( $V_N$ ).

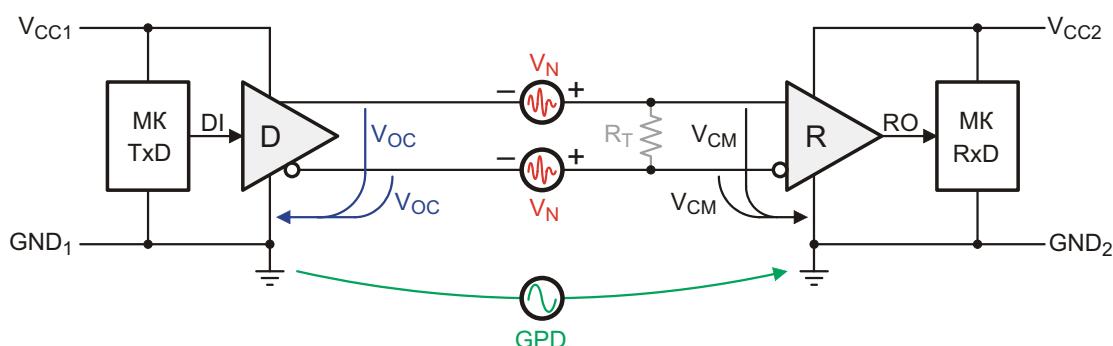
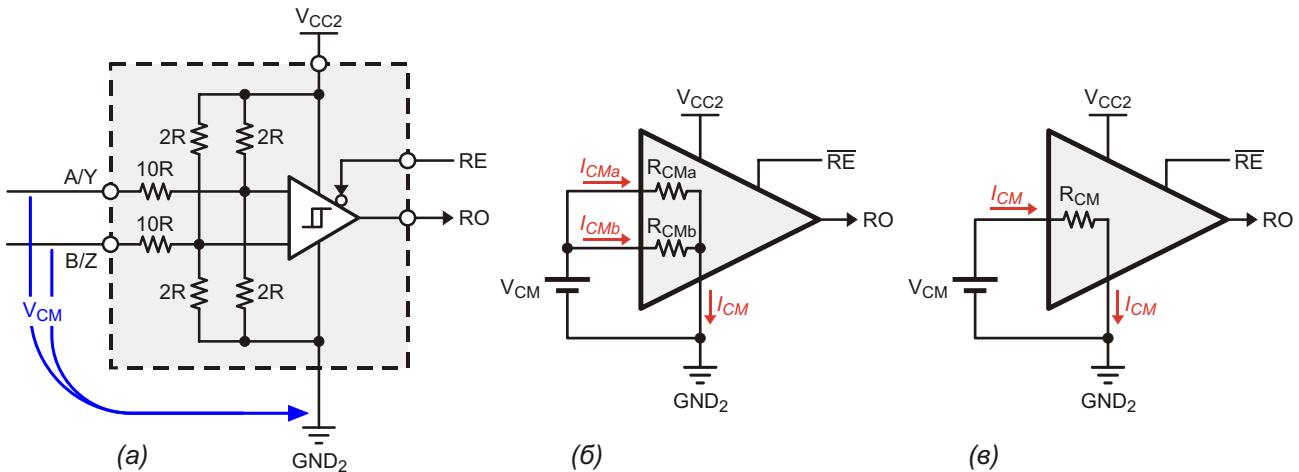


Рисунок 1. Синфазное напряжение  $V_{CM}$  в неизолированном канале RS-485:  $V_{CM} = V_{OC} + GPD + V_N$ .



**Рисунок 2.** Эквивалентная схема входной цепи приемника (а), ее упрощенное представление для синфазных сигналов (б) и дальнейшее упрощение для  $V_{CM}$  (в).

и напряжения шума  $V_N$ , возникающего на длине линии.

Драйвер передатчика формирует симметричный дифференциальный выходной сигнал  $V_D$  относительно синфазной составляющей, равной

$$V_{CM} = \frac{V_{CC}}{2},$$

при этом напряжение на одном из выходов линии равно

$$V_A = \frac{V_{CC}}{2} + \frac{V_D}{2},$$

а на комплементарном ему выходе

$$V_B = \frac{V_{CC}}{2} - \frac{V_D}{2}.$$

Приемник обрабатывает только дифференциальную составляющую сигнала в пределах CMVR, удаляя любые синфазные компоненты. Это достигается с помощью внутреннего делителя напряжения, одинаково ослабляющего синфазный и дифференциальный сигналы (Рисунок 2). Затем последующий дифференциальный компаратор формирует разность двух ослабленных входных сигналов, тем самым, усиливая только дифференциальную составляющую.

Поскольку делители напряжения эквивалентны синфазным сопротивлениям ( $R_{CM}$ ), подключенным между каждым входом и зем-

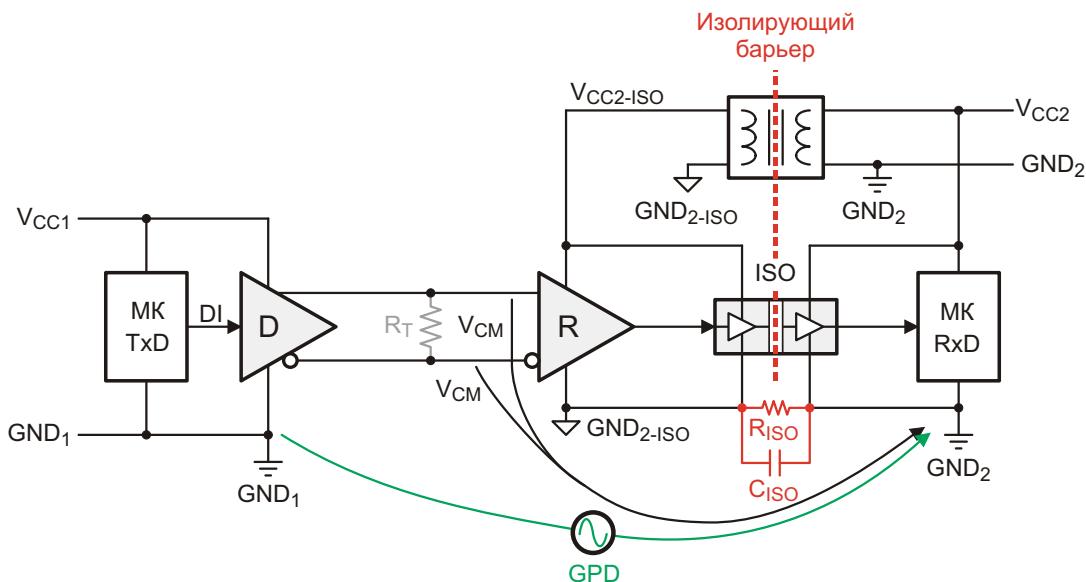
лей приемника, на них падает все синфазное напряжение, поступающее с линии передачи данных. Это означает, что приемник стандартного приемопередатчика должен правильно детектировать дифференциальные входные напряжения во всем диапазоне CMVR от  $-7$  В до  $+12$  В.

Для противодействия более высоким синфазным напряжениям  $V_{CM}$ , например,  $\pm 25$  В, каскады ввода/вывода приемопередатчика модифицируются таким образом, чтобы транзисторы выходного драйвера имели большие пробивные напряжения, а входные напряжения приемника ослаблялись высокоомными делителями с более высокими коэффициентами деления.

Для очень высоких синфазных напряжений (в сотни вольт) необходимо введение гальванических барьеров, устраняющих высокие напряжения на клеммах приемопередающей шины.

## Расширение CMVR с помощью изоляции

На Рисунке 3 показан пример изолированной линии передачи данных, в которой изоляция реализована только между приемником и локальным контроллером. Правильно выполненная гальваническая связь должна включать как питающие, так и информационные линии. Изоляция питающих цепей обеспечивается с помощью изолированного DC/DC преобразователя, передающего энергию из привязанных к земле шин микроконтроллера (МК)  $V_{CC2}$  и  $GND_2$  в изолированные



**Рисунок 3.** Синфазное напряжение  $V_{CM}$  в изолированном канале RS-485.

шины приемопередатчика  $V_{CC2-ISO}$  и  $GND_{2-ISO}$  с плавающим потенциалом.

Для изоляции цепей передачи данных используется цифровой изолятор сигналов (ISO). Со стороны кабеля узлы изолятора питаются от шин  $V_{CC2-ISO}$  и  $GND_{2-ISO}$ , а со стороны контроллера – от  $V_{CC2}$  и  $GND_2$ .

Поскольку ток всегда возвращается к своему источнику, какое-либо взаимодействие между изолированными шинами питания приемника и неизолированными шинами питания драйвера в этой схеме отсутствует.

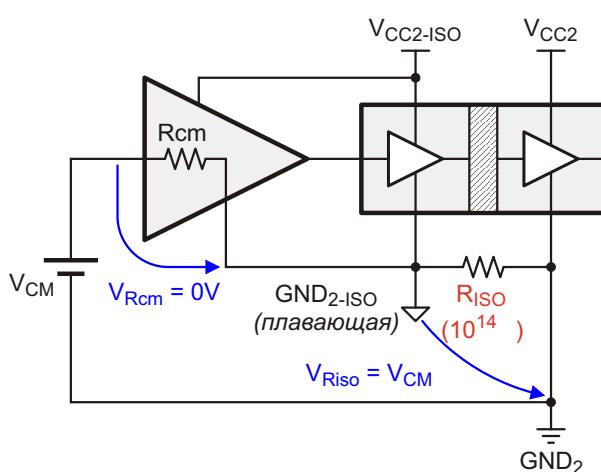
Из Рисунка 3 хорошо видно, что разность потенциалов GPD находится в пределах между  $GND_1$  и  $GND_2$ , как и синфазное напря-

жение между сигнальными проводами и  $GND_2$ . Однако изолирующий барьер отделяет общий провод приемника от  $GND_2$ , превращая его в проводник с плавающим потенциалом ( $GND_{2-ISO}$ ).

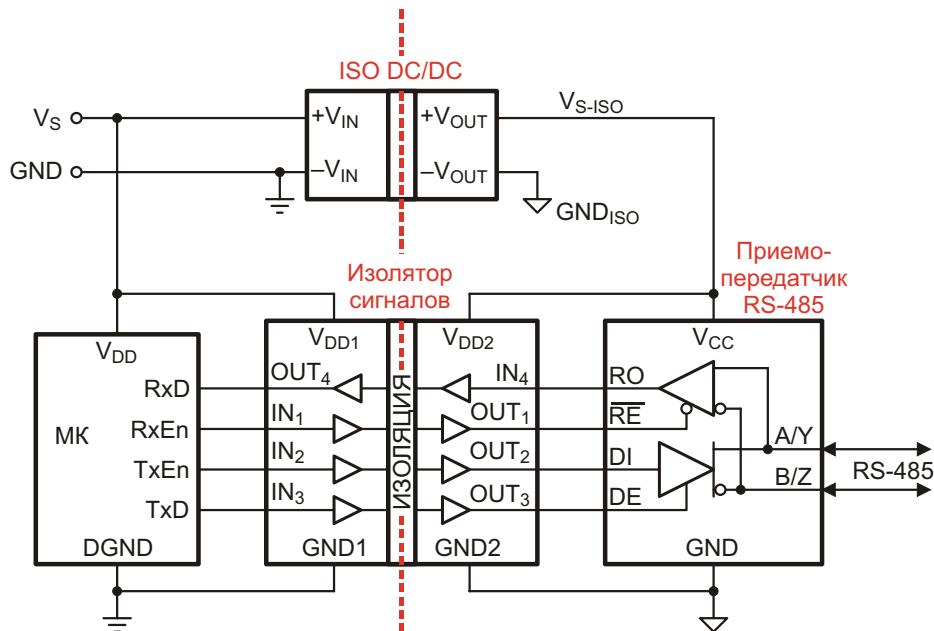
Эта ситуация поясняется Рисунком 4, на котором приведена эквивалентная схема изолированного приемного узла для синфазных напряжений. В связи с тем, что огромное сопротивление изолирующего барьера ( $R_{ISO} = 10^{14}$  Ом) соединено последовательно с намного меньшим синфазным сопротивлением ( $R_{CM} = 10^5$  Ом), все напряжение  $V_{CM}$  падает на сопротивлении  $R_{ISO}$ , не оказывая влияния на приемник ( $V_{Rcm} = 0$  В). Кроме того, поскольку потенциал  $GND_{2-ISO}$  отслеживает входное напряжение, не нужно беспокоиться о том, что напряжение на входе приемника относительно его общего провода превысит допустимое значение. Ввиду того, что потенциал  $V_{CC2-ISO}$  также привязан к  $GND_{2-ISO}$ , изолированный приемник будет обеспечен надлежащим питанием, независимо от уровня синфазного напряжения.

Обратите внимание, что на Рисунках 3 и 4 изоляция показана только для приемного канала ( $Rx$ ), однако изолированный узел RS-485 требует четырех каналов (Рисунок 5) для сигналов приема и передачи данных, а также для управления передатчиком и приемником.

При двухточечном соединении для предотвращения возникновения паразитных земляных контуров достаточно изолировать только



**Рисунок 4.** Эквивалентная схема изолированного приемного узла. Напряжение  $V_{CM}$  падает на сопротивлении  $R_{ISO}$ .



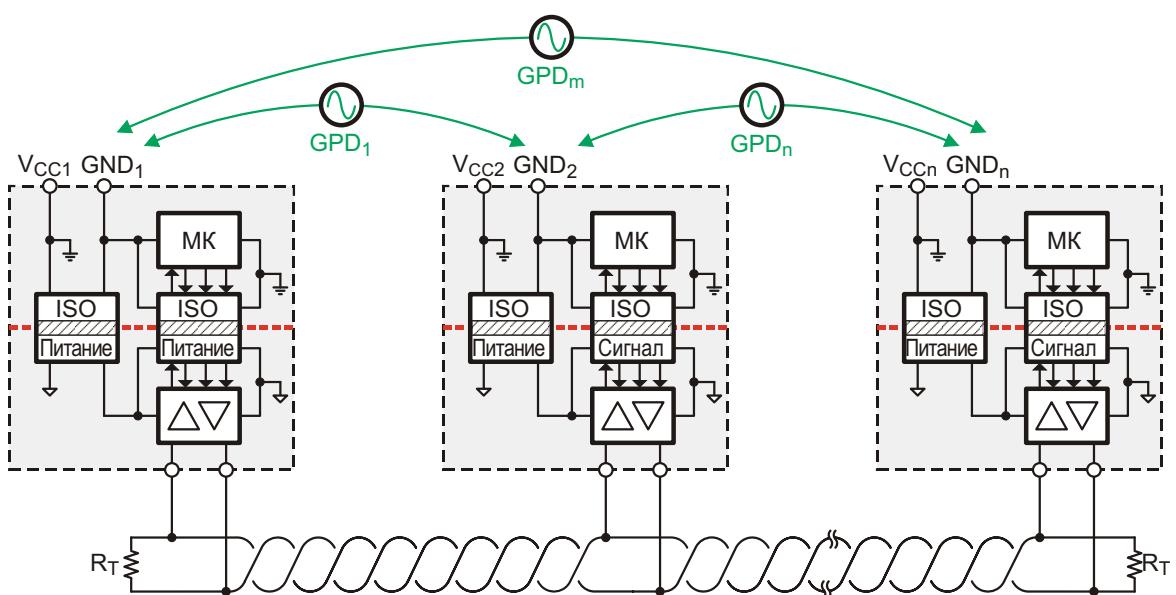
**Рисунок 5.** Изолированный приемопередатчик RS-485.

ко один из узлов, оставив другой узел неизолированным. Однако в многоточечных системах передачи данных обычно изолируют каждый узел, чтобы иметь возможность многократного использования его схемы и упростить производство печатных плат. Пример изолированной многоточечной шины показан на Рисунке 6.

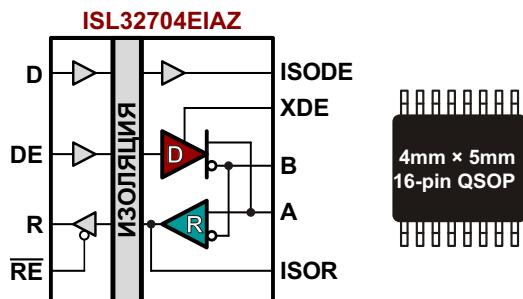
В современных изоляторах RS-485 функции приемопередатчика и изоляции объединены на одном кристалле, что позволяет эко-

номить огромное пространство при разработке приемопередающих узлов. В изоляторе ISL32704E на Рисунке 7 использована технология ГМС, благодаря которой появилась возможность создать устройство с минимальными размерами, но с максимально надежными изолирующими структурами.

Например, за счет оптимизации топологии и методов проектирования удалось изготовить показанный на Рисунке 7 изолятор в корпусе QSOP размером 4 мм × 5 мм с колос-

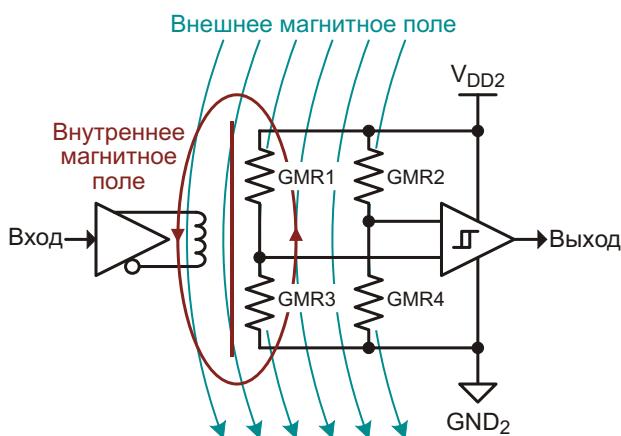


**Рисунок 6.** Изолированная многоточечная шина.



**Рисунок 7.** Самый миниатюрный в мире 2.5-киловольтовый изолятор RS-485 со скоростью передачи данных 4 Мбит/с.

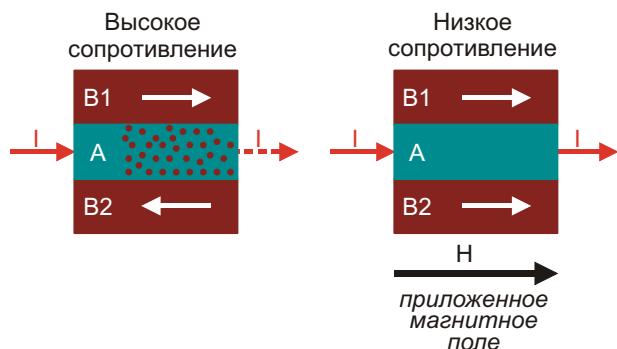
сальной электрической прочностью 600 В и сроком службы барьера 44,000 лет. Это на 50% больше рабочего напряжения 400 В конкурирующих технологий, обеспечивающих функциональную изоляцию 2.5 кВ. Кроме того, устройство внесено в список компонентов, разрешенных UL, и сертифицировано международной электротехнической комиссией по стандарту VDE.



**Рисунок 8.** Одноканальный ГМС изолятор.

Работа изолятора ГМС иллюстрируется Рисунком 8. Буферизованный входной сигнал подается на входную катушку, которая создает магнитное поле, изменяющее сопротивления ГМС резисторов GMR1–GMR4. Эти резисторы образуют мост Уитстона, выходное напряжение которого определяется только изменениями магнитного поля входной катушки. При этом сильные внешние магнитные поля воспринимаются как синфазные, и поэтому подавляются конфигурацией моста. К выходу моста подключен компаратор, выходное напряжение которого по фазе и форме идентично входному сигналу.

Принцип действия ГМС резистора поясняется Рисунком 9. Резистор состоит из слоев



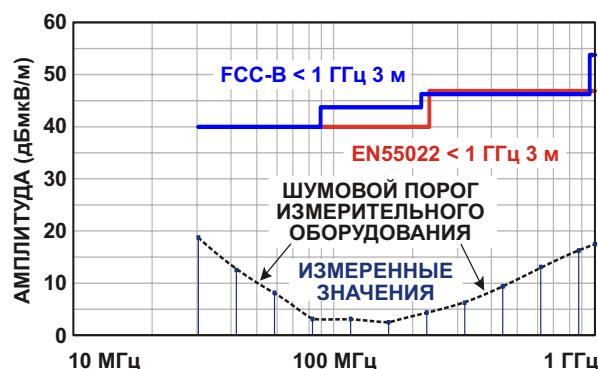
**Рисунок 9.** Многослойный ГМС резистор.

B1 и B2, выполненных из ферромагнитного сплава, между которыми расположен ультратонкий немагнитный проводящий слой A, обычно изготавляемый из меди. Структура ГМС такова, что в отсутствие магнитного поля магнитные моменты B1 и B2 имеют противоположные направления, что вызывает сильное рассеяние электронов в поперечном направлении слоя A, резко увеличивающее его сопротивление протеканию тока I. При воздействии магнитного поля H магнитные моменты B1 и B2 выравниваются, и рассеяние электронов уменьшается, в результате чего снижается сопротивление слоя A и увеличивается ток через резистор.

**Таблица 1.** Зависимость потребляемого тока от скорости обмена

Скорость обмена [Мбит/с]	I <sub>DD1</sub> [mA]	I <sub>DD2</sub> [mA]
1	0.15	0.15
4	0.6	0.6

В отличие от емкостных и индуктивных изоляторов, требующих высокочастотной несущей или широтно-импульсной модуляции для передачи через барьер постоянного тока и низкочастотных сигналов, изоляторам



**Рисунок 10.** Необнаружимый уровень излучений ГМС изолятора.

ГМС такие причудливые схемы кодирования не нужны. Кроме того, им не требуются мощные прожорливые катушки или трансформаторы, поскольку передача сигнала практически не требует энергии. Все это не только значительно снижает потребление тока (Таблица 1), но также сводит к ничтожному уровню собственные излучения (Рисунок 10). Кроме того, из-за отсутствия импульсных последовательностей или радиочастотных несущих изоляторы ГМС имеют очень низкую чувствительность к электромагнитным помехам.

## Заключение

ГМС – это не просто еще одна технология изоляции, а скорее технология изоляции высокоскоростных и сверхскоростных систем передачи данных. Происходящая практический без потерь передача энергии в сочетании с

крошечными размерами обеспечивает субнаносекундные времена прохождения барьера. Наносекундные задержки распространения, указанные в техническом описании ISL32704E, вносятся главным образом буфером ввода-вывода и приемопередатчиком.

ГМС изоляторы не заменят оптроны в приложениях со скоростью обмена от 0 бит/с до 1 Мбит/с, но обеспечат дополнительную изоляцию в области высоких и сверхвысоких частот. Тот факт, что изоляторы ГМС являются единственными изоляторами, невосприимчивыми к однократной и общей дозам ионизирующего облучения, делает эту прекрасную технологию применимой в космических и военных приложениях. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Intersil ISL32704E](#)

# Старинные электроизмерительные приборы 1950-х годов

Steve Taranovich

EDN

**К**огда в 1956 году вышел первый выпуск EDN, электроизмерительные приборы выглядели не совсем так, как сегодня.

Говард Скользник, бывший коллега и главный аналоговый наставник в годы моей работы в Burr-Brown, всегда испытывал страсть к значимым электроизмерительным приборам, производимым новаторскими компаниями, и за многие годы собрал обширную коллекцию, куда попали приборы от Burr-Brown, General Radio, Leeds и Northrup and Weston.

Несколько лет Скользник искал заведение, подходящее для сохранения его коллекции, на сбор, реставрацию и документирование которой ему потребовалось 50 лет. Он связывался со многими учреждениями, включая Смитсоновский институт в Вашингтоне, но по



Рисунок 1.

целому ряду причин так и не нашел понимания. Он надеется, что кто-нибудь все же оценит по достоинству его коллекцию и сможет предложить помочь в ее сохранении.

В этом слайд-шоу представлены некоторые предметы из коллекции, относящиеся к периоду от 1956 года, чтобы дать вам представление о том, как выглядели приборы, когда родился EDN.

Burr-Brown была основана в один день с выходом первого номера EDN – 8 мая 1956 года. В тот год Burr-Brown начинала с «приборов» в деревянных корпусах. Первой моделью стал декадный усилитель переменного тока Model 100 (Рисунки 1 и 2). Это не был операционный усилитель. В числе дру-

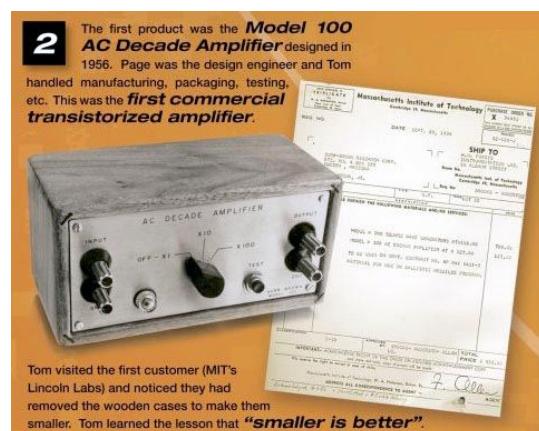


Рисунок 2.



Рисунок 3.

гих ранних продуктов компании, также в деревянных корпусах, выпускались дифференциальный усилитель переменного тока, генератор прямоугольных импульсов, предусилитель с регулируемым усилением и милливольтметр переменного тока.

Model 100 был первым коммерческим транзисторным усилителем, и когда сооснователь компании Том Браун (Tom Brown) посетил одного из покупателей в Массачусетском технологическом институте, он обнаружил, что там выбрасывали корпуса, чтобы сделать приборы более компактными.

**ALTEC LANSING**

**455B**  
TRANSISTOR AMPLIFIER TELEPHONE REPEATER TYPE (ISSUE 4)

**Figure 1. 455B Transistor Amplifier**

**SPECIFICATIONS**

Frequency Response:	=1.0 dB from 200 to 6000 Hz
Gain:	39.1±0.6 dB (measured at load)
Distortion:	1.5% (at 1000 Hz)
Maximum Power Input:	+22 dBm (at maximum gain)
Output Noise Level:	-12 dB (at 1000 Hz)
Input Gain Control:	Variety gain from -2.0 dB to maximum of 39 dB
Operating Voltage:	48 to 52 Vdc
Operating Current:	20 to 25 mA per channel
Impedance, Input:	500 ohms
Impedance, Output:	600 ohms
Monitor Facilities:	11.0±1.0 dB monitor attenuator is provided to take the output power when bridged by 600 ohms 108 millimicros maximum with 5.0 millimicros maximum output-of-balance.
Simplex:	11-pin socket (Amphenol 78-511)
Mounting Socket:	11-pin socket (Amphenol 78-511)
Dimensions:	1-5/8" H x 1-5/8" W x 5" D
Finish:	Cadmium plate with dichromate finish
Weight:	14 ounces
Accessories:	ALTEC 455A Mounting Panel (mounts to 455B or 455B/455A); ALTEC 455A Mounting Panel (mounts to ten 455B Amplifiers); ALTEC 12910 Mounting Panel (mounts to 455B or 455B/455A); ALTEC 12962 or ALTEC 12227 Mounting Assembly (mounts to single 455B Amplifier for type 105 Apparatus); ALTEC 1415A Assembly (mounts two 455B Amplifiers in KTU-15A type frame).

**DESCRIPTION**

The ALTEC 455B Transistor Amplifier is a two-stage, plug-in unit designed for use in voice frequency circuits. It can be operated from 48 to 52V dc central office or battery supply. Telephone repeater systems can be assembled using these amplifiers and additional ALTEC plug-in items of equipment.

**ALTEC LANSING**

Specifications and components subject to change without notice. Actual performance will be determined by user.

1515 S. Manchester Ave., Anaheim, Calif. 92803  
New York  
Litho in USA CP-28-1935

**Figure 2. Dimensional Drawing**

**Figure 3. Schematic of 453B Transistor Amplifier**

Figure 3 shows the schematic diagram of the Altec 453B Transistor Amplifier. The circuit includes an input stage with a 4530A transistor, followed by a negative feedback loop. The main power supply section uses a 4530A transistor to provide +11.8V and -11.8V. The output stage consists of a 4530A transistor driving a push-pull load. Various biasing and feedback components like resistors, capacitors, and diodes are used throughout the circuit. The chassis ground connection is also indicated.

Рисунок 5.

В период между 1900 и 1915 гг. телефонные усилители использовались для увеличения дальности связи. Около 1959 года компания Altec Lansing разработала первый твердотельный телефонный усилитель, показанный на Рисунке 3.

Описание транзисторного телефонного усилителя Model 455B (Рисунок 4) в дополнение к техническим спецификациям содержит инструкцию по установке и обслуживанию. На Рисунке 5 вы можете видеть принципиальную схему усилителя 453B.

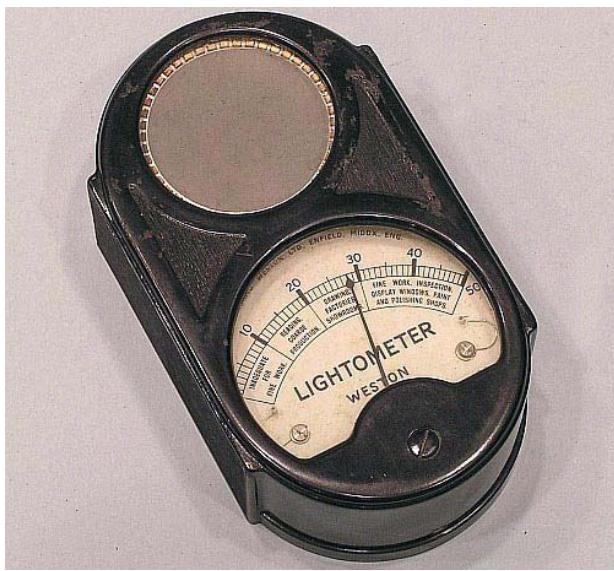


Рисунок 6.

В 1950-х годах аналоговый вольтметр состоял из гальванометра с добавочным резистором (Рисунок 6). Падение напряжения на самом гальванометре очень мало, и сопротивление добавочного резистора подбиралось таким, чтобы на нем падала большая часть измеряемого напряжения.

Сам по себе механизм гальванометра способен измерять лишь напряжения порядка 0.5 В, поэтому для измерения больших напряжений требовалась дополнительная схема, обеспечивающая пропорциональ-

Рисунок 4.

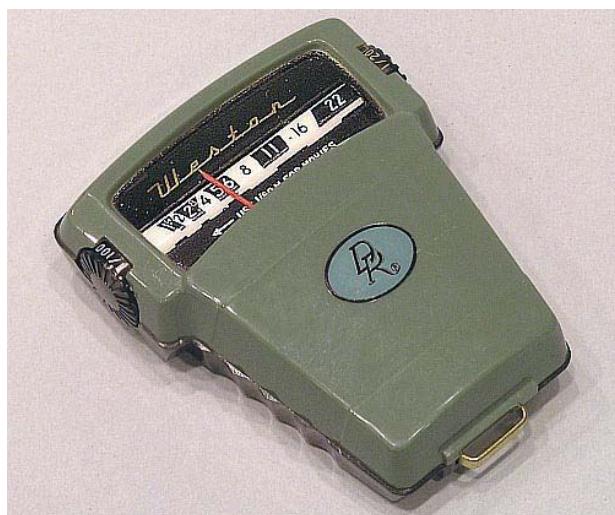


**Рисунок 7.**

нность показаний измеряемому напряжению. Это расширяло диапазон измерения в область более высоких напряжений. Для этого использовались делители напряжения, одним из плеч которого служил внешний добавочный резистор, а другим – собственное сопротивление рамки гальванометра.

Экспозиметр Weston Model E703 (Рисунок 7) использовался для измерения общей интенсивности света, а не для фотосъемки. Он индицировал яркость объекта в футсвечах, но в нем не было механизма их преобразования в параметры экспозиции для камеры. Экспозиметр имел 4 5/8" в высоту, 2 5/8" в ширину, 1 7/16" в глубину и весил 12 унций. В Великобритании, где был сделан прибор, вместе с кожаным футляром он продавался за три фунта, семь шиллингов и 6 пенсов. Это же меньше £3.40!

Фотоэкспонометр с непосредственным отсчетом Model 854 компании Weston (Рисунок 8), появившийся в 1956 году, предназначался для фотографов-любителей. Требовалось только направить этот очень простой в использовании прибор в нужную точку и считать экспозицию. В нем использовалась вращающаяся пластина, которая частично перекрывала селеновый элемент на задней части устройства, так что пользователь должен был держать его вертикально на уровне глаз. С ее помощью выполнялась калибровка под светочувствительность используемой фотографом пленки. Для выбора более высокой чувствительности требовалось больше открыть элемент, что позволяло измерять более низкие значения яркости. На боковой



**Рисунок 8.**

части экспонометра размещалась ручка, вращая которую пользователь выбирал желаемую выдержку затвора. После этого фотограф мог определить правильную величину диафрагмы. И наоборот, можно было вращать ручку до тех пор, пока не будет найдена подходящая диафрагма, а затем узнать величину выдержки.

Конструкция экспонометра предусматривала возможность работы одной рукой с использованием большого пальца для поворота ручки. Устройство было сделано таким образом, чтобы его можно было держать как в левой, так и в правой руке, вращая ручку с любой стороны.



**Рисунок 9.**

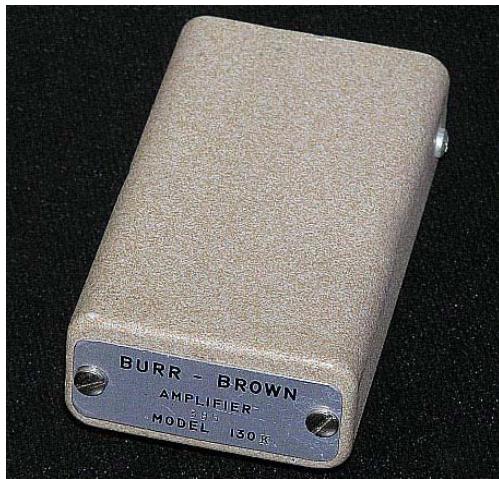


Рисунок 10.

Недостатки этого прибора проявились после того, как появились пленки с более высокой чувствительностью, такой как 400 и 500 ASA, поскольку максимальный индекс экспозиции, с которым мог работать экспонометр, составлял ASA 250.

Вольтметр постоянного тока Weston Model 931 (Рисунок 9), выпущенный в 1956 году, имел диапазон измерений до 3 В и внутреннее сопротивление 10,000 ом на вольт. Точность магнитоэлектрической головки составляла 1%, а весь прибор помещался в бакелитовый корпус. Другими измерителями в этой серии были амперметры, миллиамперметры и микроамперметры постоянного тока, не отличавшиеся ни по конструкции, ни по виду корпуса.



Рисунок 11.

Первый модульный твердотельный операционный усилитель был разработан компанией Burr-Brown Research в 1958 году. В его конструкции использовались германиевые транзисторы (Рисунок 10).

Транзисторный генератор Model 1307-A компании General Radio (Рисунок 11) имел карманные размеры и формировал выходные сигналы с частотой от 400 до 1000 циклов в секунду (в 21 веке для нас это герцы). Он использовался в качестве источника питания для калибратора уровня звука 1552-B или микровольтметра звуковых частот Type 546-C. Кроме того, он часто использовался для проверки целостности аудиосистем, помогая установить рабочие уровни, проверить чувствительность осциллографов и выполнить предварительную калибровку электронных систем, а также для питания измерительных мостов в диапазоне от 400 до 1000 циклов в секунду.

В схеме этой конструкции использовался генератор Хартли на германиевом р-п-р транзисторе 2N1372 или аналогичном ему. Установка круглого переключателя частоты на передней панели генератора 1307 в положение «400 циклов в секунду» подключала всю подстроечную катушку индуктивности. При установке в положение «1000 циклов в секунду» использовался отвод подстроечной катушки.



Рисунок 12.

Еще один дополнительный отвод катушки служил выходной нагрузкой. Вольтметр выпрямительного типа, подключенный параллельно этой обмотке, показывал напряжение на выходных зажимах. Для надежного запуска генератора во всем диапазоне температур использовалась схема смещения на германиевом выпрямительном диоде 1N34A (Рисунок 12).

Устройство питалось от трех соединенных последовательно батарей типа RM-1, выпускавшихся компанией Mallory. **РЛ**

# Акселерометры Analog Devices для систем автоматического мониторинга состояния промышленного оборудования



## Часть 1

Михаил Русских

Объясняется общий принцип работы систем автоматического мониторинга промышленного оборудования, объясняется порядок оценки вибрационного состояния электрических машин, приводятся преимущества акселерометров перед существующими решениями измерения вибрации, рассказывается об акселерометрах ADXL356/357 и ADXL1001/1002: описываются их параметры, особенности, принцип работы и перспективы использования в системах мониторинга состояния оборудования

Надежное функционирование промышленных исполнительных механизмов, и в частности электродвигателей, очень важно для эксплуатирующих предприятий, поскольку поломка или выход из строя таких устройств могут привести к остановке производства, потребуют затрат на ремонт оборудования и устранение последствий аварии, а в некоторых случаях даже могут стать причиной чрезвычайных происшествий. В связи с этим актуальными вопросами являются разработка и внедрение систем мониторинга состояния промышленного исполнительного оборудования. Важность таких систем возрастает еще больше в связи с общей автоматизацией производств и сокращением рабочего персонала, который мог бы контролировать как визуально, так и с помощью специ-

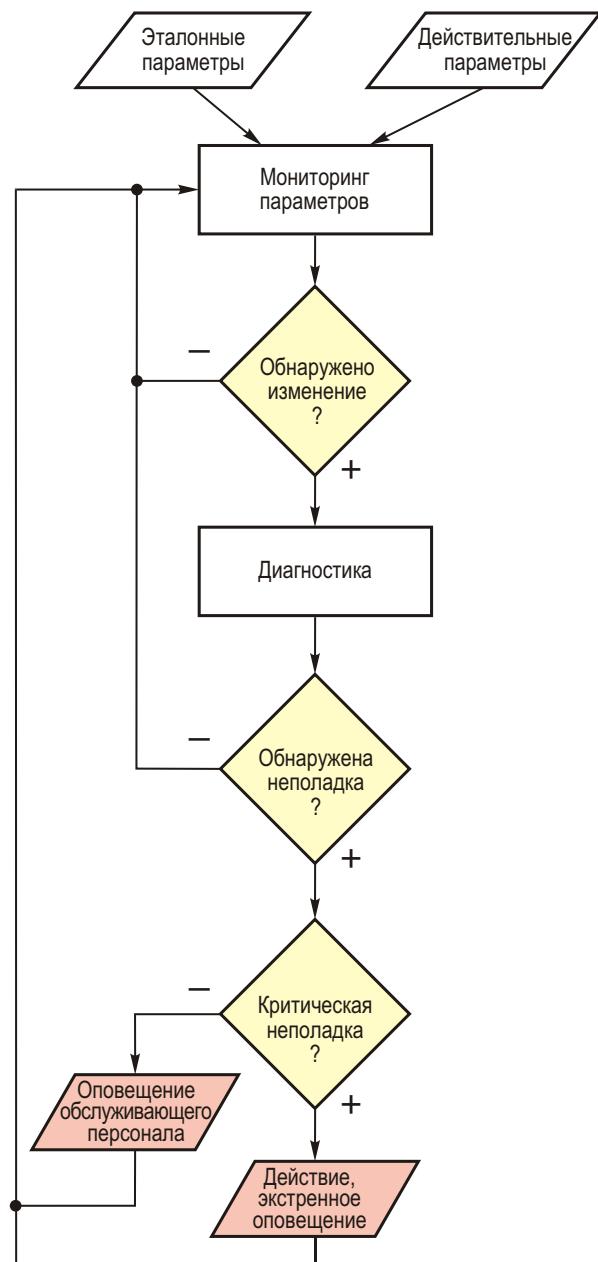
ального оборудования, состояние и степень износа промышленных механизмов. К тому же в некоторых случаях, например, при расположении механизмов в труднодоступных местах, доступ к такому оборудованию со стороны обслуживающего персонала может быть ограничен. Кроме того, выполнение полной диагностики оборудования возможно лишь в те редкие промежутки времени, когда оно отключено.

Перед системой автоматического мониторинга стоят три основные задачи. Во-первых, она должна зарегистрировать изменение или отклонение физических параметров относительно нормы, если таковое произошло. Во-вторых, она должна определить причину изменения, то есть произвести диагностику. И, в-третьих, она должна сделать прогноз

относительно того, в каком состоянии будет находиться механизм в ближайшее время. И на основании этого, в случае выявления какого-либо отклонения, она должна либо оповестить обслуживающий персонал, если отклонение некритичное, либо при серьезной неполадке выполнить определенные действия, например, отключить механизм, и/или оповестить ремонтный персонал о необходимости скорейшего устранения проблемы. Упрощенная блок-схема общего алгоритма функционирования системы автоматического мониторинга представлена на Рисунке 1.

Для оценки состояния исполнительных механизмов система регистрирует несколько параметров, одним из важных среди которых является вибрация, поскольку она позволяет узнать о возникающих проблемах на ранних стадиях, тогда как резкое повышение температуры является уже свидетельством неизбежного отказа. Согласно [1], на выход электродвигателей из строя вследствие проблем с подшипниками приходится примерно 40-50% от общего числа случаев их поломки. Регистрация вибрации этих элементов электромотора во время работы позволила бы заранее предупреждать об износе механизма и необходимости скорейшей замены дефектных элементов, чтобы предотвратить более серьезные поломки двигателя, вызванные длительной эксплуатацией и несвоевременным ремонтом.

Порядок определения и оценки вибрационного состояния электрических машин приводится в международном стандарте ISO-10816. Его отечественный аналог – ГОСТ ИСО 10816-1-97 [2]. Помимо виброускорения ( $\text{м/с}^2$ ), стандарт в качестве измеряемой величины принимает также виброскорость ( $\text{мм/с}$ ) и виброперемещение ( $\text{мкм}$ ), которые можно получить путем интегрирования и двойного интегрирования виброускорения, соответственно. Как правило, при контроле широкополосной вибрации машин роторного типа в качестве оцениваемого параметра используют среднее квадратичное значение виброскорости. Для качественной оценки вибрационного состояния машин и принятия решения о необходимых мерах в стандарте описывают четыре зоны вибрационного состояния. В зону А попадают новые, недавно введенные в эксплуатацию машины. Механизмы зоны В считаются пригодными для дальнейшей эксплуатации без ограничения сроков. Машины зоны С непригодны для длительной непре-



**Рисунок 1.** Блок-схема алгоритма функционирования системы автоматического мониторинга промышленного оборудования.

рывной работы. Они могут функционировать некоторый период времени, но их ремонт нужно организовать как можно быстрее. Вибрация в зоне D является довольно серьезной и может вызвать повреждение машины. Эксплуатацию такого механизма нужно прекратить в кратчайшие сроки и произвести все необходимые ремонтные работы.

Для электрических машин с вращающимися механическими частями границы зон устанавливаются в зависимости от их класса. В стандарте их описано четыре. К классу 1 относятся маломощные машины. Как прави-

**Таблица 1.** Примерные границы зон для машин различных классов

V с.к.з., мм/с	Класс 1	Класс 2	Класс 3	Класс 4
0.28	A			
0.45		A		
0.71			A	
1.12	B			
1.8		B		
2.8	C			
4.5		C		
7.1	D			
11.2		D		
18			D	
28				D
45				

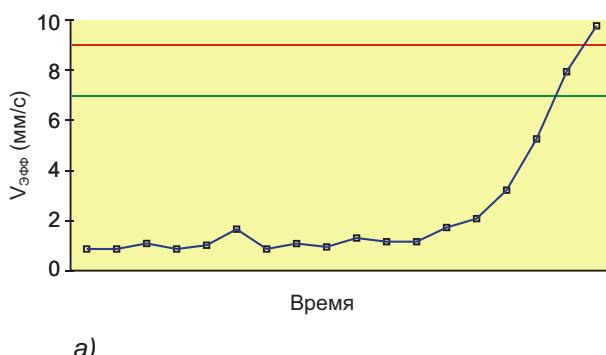
ло, это серийные электрические моторы мощностью до 15 кВт. В класс 2 входят электродвигатели средней величины (мощностью от 15 до 875 кВт) без специальных фундаментов, а также жестко установленные на специальных фундаментах двигатели мощностью до 300 кВт. К классу 3 относят мощные двигатели и механизмы с врачающимися массами, установленные на массивных фундаментах, относительно жестких в направлении измерения вибрации. А в класс 4 входят мощные двигатели и механизмы с врачающимися массами, установленные на фундаменты, относительно податливые в направлении измерения вибрации. К ним можно отнести, например, турбогенераторы и газовые турбины мощностью более 10 МВт. В Таблице 1 приведены границы зон для машин этих четырех классов. Границы определяются среднеквадратическими значениями виброскорости.

После того как будет зафиксировано превышение значения виброскорости относительно границ зон, свидетельствующее о

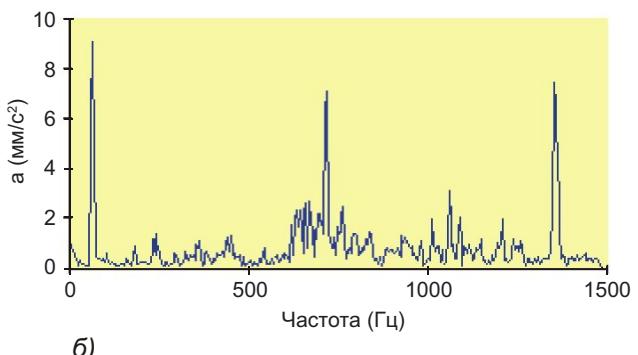
возникновении проблемы, нужно будет проанализировать синхронизированный частотный спектр для получения дополнительных сведений о причине проблемы. Определить, стерлись ли зубья шестерни или искривился приводной вал, можно после выделения частей спектра и анализа гармоник. Графики на Рисунке 2 изображают рост виброскорости и превышение ее допустимого значения в процессе работы механизма (а), и частотный спектр при таком превышении (б).

Простые механические проблемы, такие как слабая устойчивость опор, изогнутый приводной вал и износ подшипников скольжения, проявляются на частотах до 1 кГц. Износ зубцов на шестернях и неполадки в подшипниках качения могут наблюдаться в полосах частот до 6 кГц. Для раннего предупреждения износа таких подшипников или проблем, связанных со смазкой подшипников, специалисты предпочитают анализировать шум на частотах в диапазоне от 6 кГц до 10 кГц. Для этого требуются датчики с очень низким уровнем шума и широким диапазоном рабочих частот. Кроме того, иногда для контроля состояния элементов механического оборудования применяют метод ударного импульса и метод акустической эмиссии с использованием датчиков с резонансными частотами около 30 кГц.

До недавних пор для измерения вибрации механических элементов промышленного оборудования широко применялись пьезоэлементы. Однако в последнее время постепенно их начинают вытеснять МЭМС-акселерометры благодаря своим преимуществам, к которым можно отнести малые размеры, низкую стоимость, стабильную чувствительность, лучшую устойчивость кударам, а также наличие встроенной элек-



а)



б)

**Рисунок 2.** Превышение допустимого значения виброскорости (а) и частотный спектр при таком превышении (б). (Источник: [3]).

троники, позволяющей создавать интеллектуальные датчики.

Тем не менее, большинство представленных сегодня на рынке акселерометров не имеют присущих пьезодатчикам широких рабочих частотных и динамических диапазонов, как не имеют в этих диапазонах и линейных характеристиках, поэтому их применение для регистрации вибраций промышленных механизмов весьма ограничено. Это ограничение стремится преодолеть компания Analog Devices, которая в апреле 2017 года вывела на рынок акселерометры ADXL356/

357 и ADXL1001/1002, предназначенные для использования в системах мониторинга промышленного оборудования.**РЛ**

## Список источников

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

**Окончание в следующем номере**

# Двухканальный аудио усилитель управляет шаговым двигателем

Phill Leyva

EDN

Хотя биполярные шаговые двигатели относительно дороги, для своих физических размеров они обеспечивают высокий врачающий момент. Однако для двух обмоток мотора требуется восемь управляющих транзисторов, соединенных в четыре Н-моста. Каждый транзистор должен выдерживать перегрузки и короткие замыкания и быстро восстанавливать работоспособность, а драйверу, соответственно, требуются сложные схемы защиты с большим количеством пассивных компонентов.

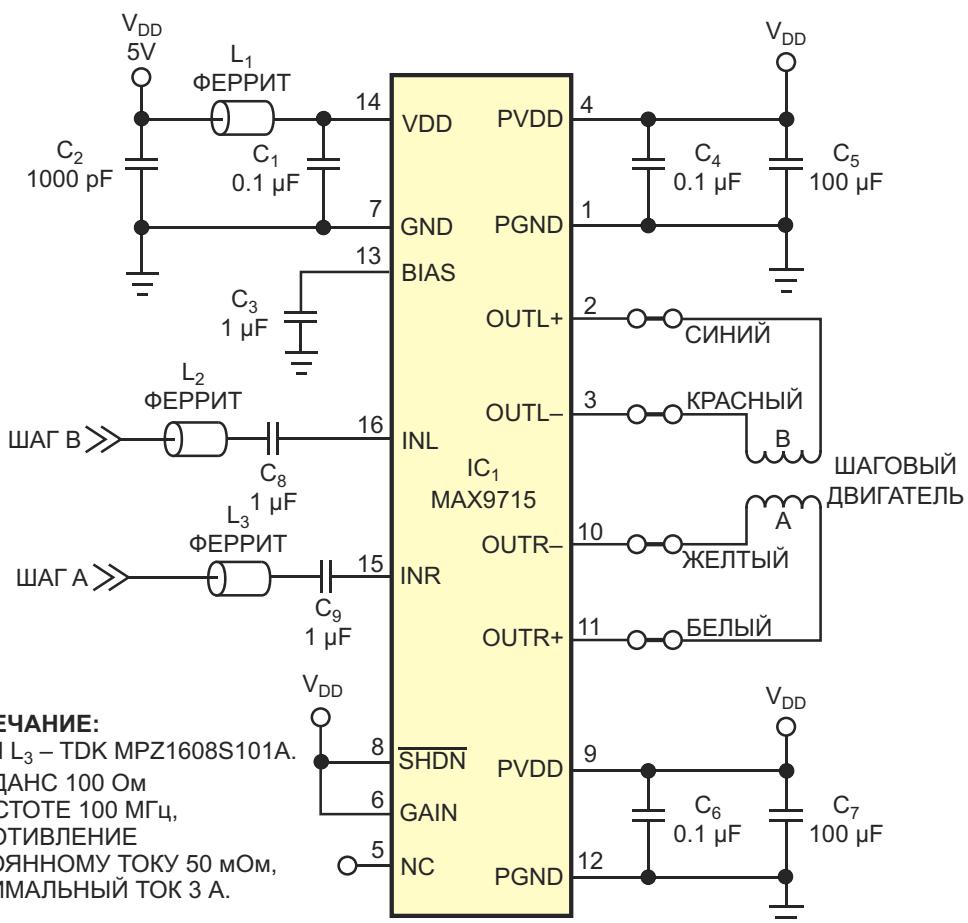


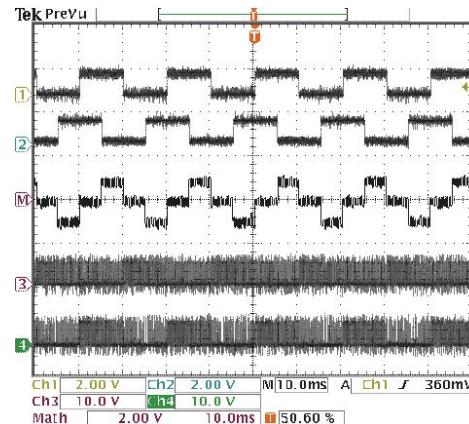
Рисунок 1. Одна микросхема в корпусе для поверхностного монтажа и несколько пассивных компонентов могут управлять биполярным шаговым двигателем.

**Таблица 1.** Последовательность импульсов Шаг\_A и Шаг\_B. (H – высокий уровень, L – низкий уровень)

Шаг	Шаг_A	Шаг_B
0	H	L
1	L	L
2	L	H
3	H	H
4	H	L

На Рисунке 1 показана альтернативная схема драйвера двигателя, основанная на аудио усилителе класса D компании Maxim. Микросхема MAX9715 в миниатюрном корпусе для поверхностного монтажа может отдавать мощность до 2.8 Вт в типичную нагрузку 4 или 8 Ом. Каждый из двух выходов микросхемы образован Н-мостами из мощных MOSFET, управляющими парами линий OUTR+, OUTR– и OUTL+, OUTL–, которые подключаются к обмоткам А и В шагового двигателя, соответственно. Каждая пара формирует дифференциальный широтно-модулированный импульсный сигнал с名义альной частотой переключения 1.22 МГц. Малый уровень помех, создаваемых схемой, исключает необходимость в выходных фильтрах.

Конденсаторы C<sub>1</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> и C<sub>6</sub> служат развязкой для входов питания и смещения, а C<sub>5</sub> и C<sub>7</sub> выполняют накопительные функции для мощных выходных усилителей класса D. Конденсаторы C<sub>8</sub> и C<sub>9</sub> ограничивают полосу пропускания усилителя до 16 Гц, а ферритовые бусины L<sub>2</sub> и L<sub>3</sub> ослабляют электрические помехи, наводимые на длинные кабели. П-образный фильтр C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, L<sub>1</sub> подавляет помехи на входе питания микросхемы IC<sub>1</sub>. Входные сигналы микросхемы Шаг\_A и Шаг\_B, управляющие, соответственно, правым и левым каналами двигателя, могут формироваться любым подходящим контроллером. Внутренние цепи защищают усилитель от коротких



**Рисунок 2.** Формы сигналов в схеме на Рисунке 1: вход Шаг\_A (Канал 1), вход Шаг\_B (Канал 2), выходы OUTR+ (Канал 3), OUTR– (Канал 4) и сигнал на обмотках двигателя (OUTR+ минус OUTR–, средняя осциллографма), вычисленный с помощью математической функции осциллографа.

замыканий и перегрева в случае неисправности шагового двигателя или неправильного подключения его выводов.

Таблица 1 иллюстрирует последовательность импульсов Шаг\_A и Шаг\_B, управляющих вращением типичного шагового двигателя в одном направлении путем непрерывной подачи комбинаций сигналов от 0 до 4. Шаг 4 возвращает вал двигателя в исходное положение, завершая оборот в 360°. Чтобы изменить направление вращения мотора, начните формировать временную диаграмму импульсов снизу таблицы и последовательно двигайтесь по ней вверх. Подав напряжение низкого логического уровня на вход SHDN микросхемы (вывод 8), можно отключить оба канала усилителя. Формы сигналов на входах и выходах схемы представлены на Рисунке 2. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX9715](#)

# Простая схема контроля температуры для системы управления аккумуляторной батареей

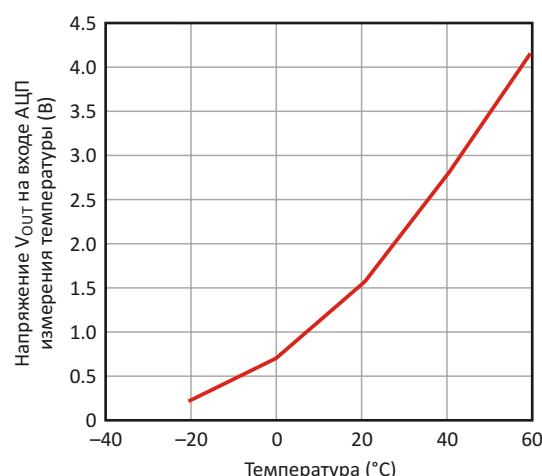
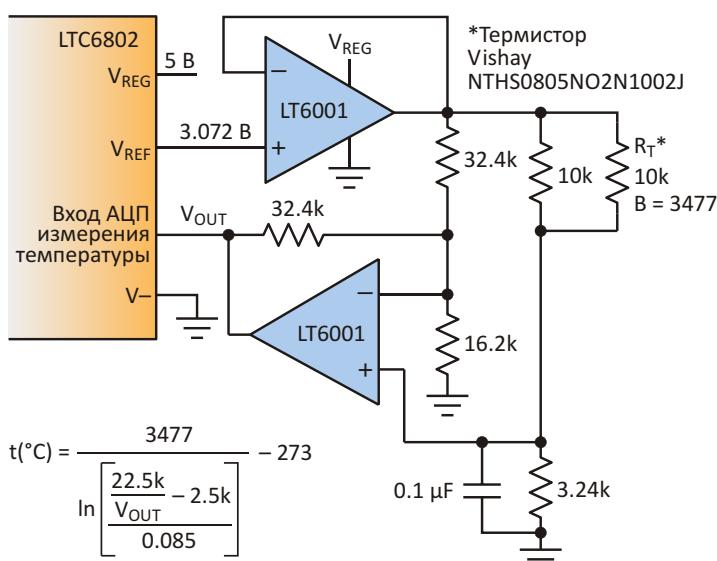
Tim Regan

Electronic Design

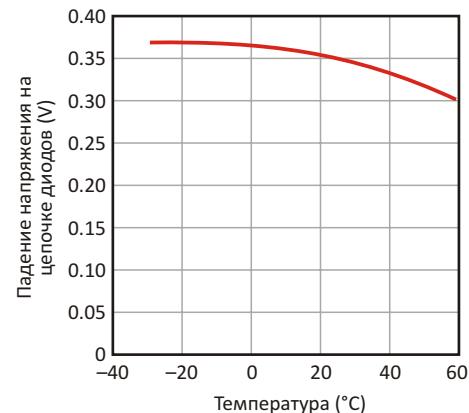
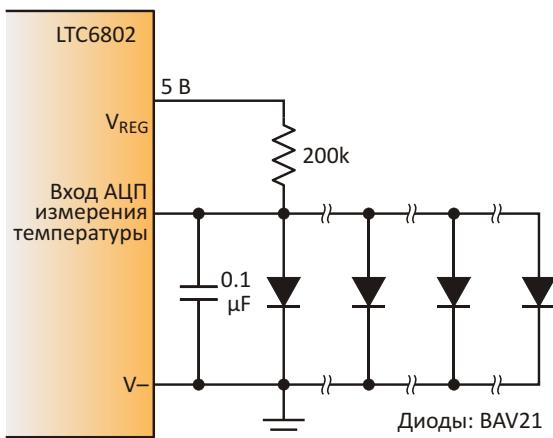
Проблемы окружающей среды стимулируют разработку экологически чистых транспортных альтернатив. Наиболее популярны автомобили с полностью электрическими и гибридными двигателями, в которых в качестве источников электрической энергии используются литий-ионные аккумуляторные батареи. Эффективная и долговременная работа аккумуляторов требует постоянного контроля величины доступного заряда

каждой ячейки, известной как SOC (state of charge – состояние заряда). Важным параметром для расчета SOC является температура ячеек.

Жесткие условия эксплуатации автомобильного оборудования также создают множественные предпосылки для неисправностей. Чрезмерная перегрузка аккумуляторных батарей (а в худшем случае их короткое замыкание) может привести к опасному пере-



**Рисунок 1.** Состояние заряда аккумулятора в этом термисторном датчике температуры оценивается с помощью микросхемы LTC6802 (а). Зависимость входного напряжения АЦП от температуры приведена для случая использования компонентов со значениями номиналов, указанными в схеме на Рисунке 1а (б).



**Рисунок 2.** Цепочка диодов и микросхема LTC6802 образуют простой датчик температуры «горячей точки» (а). Работа схемы иллюстрируется зависимостью падения напряжения на диодной цепочке от температуры элемента (б).

греву, что требует постоянного внимания. Однако для простого обеспечения безопасности и обнаружения неисправностей высокая точность измерений температуры часто не требуется.

Для решения этой задачи подходят специализированные системы на кристалле, контролирующие состояние аккумуляторных батарей. Одним из примеров таких приборов является выпускаемая Linear Technology микросхема LTC6802. Основное назначение устройства, помимо базовых функций обеспечения безопасных условий эксплуатации, заключается в измерении напряжений на ячейках, максимальное количество которых равно 12, и передаче данных в управляющий контроллер для вычислений SOC.

Устройство содержит 12-битный дельтасигма аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с предшествующим ему 15-канальным мультиплексором. 12 каналов используются для измерения напряжений двенадцати ячеек, а три – для температурных измерений. Один из температурных каналов выделен специально для измерения температуры кристалла, а к двум подключаются внешние датчики. Примеры схем, измеряющих температуру с помощью LTC6802, включают точный датчик на основе термистора для вычислений SOC (Рисунок 1а) и простой диодный детектор «горячих точек» (Рисунок 2а).

При низких температурах внутреннее сопротивление литий-ионных ячеек увеличивается, а количество энергии, которую может отдать батарея между состояниями полного заряда (напряжение на элементе, в типичном

случае, 4.2 В) до полного разряда (напряжение на элементе равно 2.5 В), уменьшается. При высоких рабочих температурах увеличивается ток саморазряда элементов, становясь важным фактором при расчете SOC. В большинстве систем параметры элементов батареи подробно табулированы для ряда значений температуры. Эта информация хранится в поисковой таблице и совместно с данными измерений напряжений элементов используется для расчета SOC. Дешевым, но достаточно точным измерителем температуры может служить термистор, присоединенный к аккумуляторной батарее.

Чтобы сгладить характер зависимости сопротивления от температуры, на Рисунке 1а параллельно термистору с отрицательным температурным коэффициентом (NTC) включен обычный резистор. Зависимость сопротивления термисторов от температуры крайне нелинейна и описывается экспоненциальной функцией:

$$R_T = R_0 e^{\frac{B}{T_0}} e^{\frac{B}{T}},$$

где  $R_0$  – номинальное сопротивление при опорной температуре  $T_0$  (в градусах Кельвина),

$B$  – константа, характеризующая конкретный термистор.

Однако во многих случаях допустимо простое приближение. Например, можно считать, что в ограниченном диапазоне температур сопротивление NTC термистора меняется примерно на  $-4\%$  на  $^{\circ}\text{C}$ .

Микромощный операционный усилитель LT6001 с током потребления 13 мкА обеспечивает термистор опорным напряжением, а также масштабирует и сдвигает напряжение, подаваемое на вход АЦП измерения температуры микросхемы LTC6802. Устройство содержит источник опорного напряжения 3.072 В и стабилизатор напряжения 5 В.

Установленный диапазон выходных напряжений составляет примерно от 0.2 В до 4.2 В в температурном интервале от -20 °C до 60 °C, типичном для большинства литий-ионных элементов. Средняя крутизна преобразования равна 50 мВ/°C, что дает более 30 отсчетов АЦП на изменение температуры в один градус. График на Рисунке 1б показывает зависимость входного напряжения АЦП от температуры при использовании номиналов компонентов, указанных на схеме.

Простым и дешевым способом предупреждения о появлении точки локального перегрева может служить цепочка диодов, распределенная по аккумуляторной системе (Рисунок 2а). Но это предупреждение означает лишь то, что где-то в системе произошел перегрев. Точное местоположение проблемы

неизвестно, однако в интересах безопасности система может быть отключена для проведения дальнейшей диагностики.

Каждый диод, смещенный от одного общего источника, будет иметь обычный температурный коэффициент -2 мВ/°C. Величина напряжения, измеряемого на цепочке диодов, будет определяться самым горячим диодом с наименьшим прямым падением напряжения. В такой схеме можно использовать любое количество диодов.

Встроенный АЦП имеет разрешение 1.5 мВ на отсчет. Уменьшение выходного кода АЦП на 150 отсчетов относительно штатного режима указывает на наличие горячей точки с температурой, повышенной на 75 °C. На Рисунке 2б представлен график зависимости от температуры аккумуляторного элемента напряжения, падающего на диодной цепочке, в которой перегреву подвергается только один диод. Температура остальных трех диодов остается равной 20 °C.**РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT6001](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC6802](#)

# Схема ограничения бросков напряжения при включении регулятора

Stephen Woodward

EDN

Небольшие конструктивные ограничения иногда демонстрируют недружественную сторону привычных компонентов и схем. В качестве примера можно привести схему стабилизации питания, в которой величина тока первичного источника жестко ограничена, что характерно для солнечных батарей комических аппаратов и радиоизотопных термоэлектрических генераторов. Такие приложения требуют пристального внимания к контролю потребления тока, включая

потребление в переходных режимах, а также нечастые пики потребления, которые обычно возникают при включении питания. Проблема заключается в том, что у первичных источников питания с ограничением тока могут происходить катастрофические провалы напряжения, даже при очень кратковременной перегрузке по току. Общими причинами таких ситуаций являются выбросы тока, заряжающие выходной конденсатор регулятора.

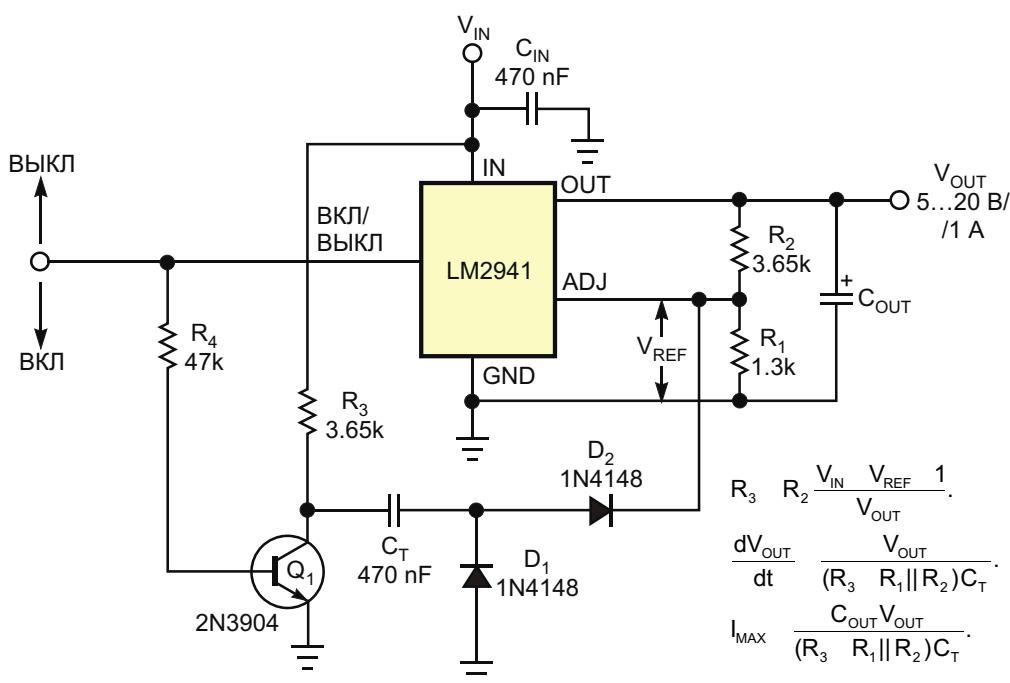


Рисунок 1. При включении питания ток, идущий через  $R_3$ ,  $C_T$  и  $D_2$ , снижает скорость нарастания  $V_{OUT}$ , предотвращая большие броски максимального выходного тока  $I_{MAX}$ .

Если эти выбросы не ограничиваются регулятором, их величины равны произведению скорости нарастания выходного напряжения на сумму емкостей параллельных выходных конденсаторов ( $C_{OUT}$ ):

$$I_{MAX} = \frac{dV}{dt} C_{OUT},$$

где

$I_{MAX}$  – максимальный ток;

$dV/dt$  – производная напряжения по времени;

$C_{OUT}$  – выходная емкость.

Из формулы видно, что наилучшей стратегией ограничения максимального тока при включении будет ограничение  $dV/dt$ . Именно это используется в схеме на Рисунке 1, которая может работать со стандартными регулируемыми линейными LDO стабилизаторами, такими, например, как популярный LM2941.

Основу схемы ограничения  $dV/dt$  составляют шесть дополнительных компонентов:  $R_3$ ,  $R_4$ ,  $C_T$ ,  $D_1$ ,  $D_2$  и  $Q_1$ . При включении питания управляющий ток через  $R_3$ ,  $C_T$  и  $D_2$  тормозит нарастание выходного напряжения, предотвращая чрезмерные броски максимального тока.

Пару слов о том, как это работает. Когда питание  $V_{IN}$  включено и транзистор  $Q_1$  закрыт, ток, идущий через  $R_3$ ,  $C_T$  и  $D_2$ , тянет потенциал вывода ADJ регулятора вниз. В результате скорость  $dV/dt$  нарастания выходного напря-

жения  $V_{OUT}$  ограничивается до скорости, с которой  $C_T$  заряжается через сопротивление

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

и, таким образом, ограничивает  $I_{MAX}$  до любого требуемого значения, определяемого формулами

$$R_3 = \frac{V_{IN} - V_{REF}}{V_{OUT}} \cdot 2,$$

$$R_4 = 20R_3,$$

и

$$C_T = \frac{C_{OUT} V_{OUT}}{I_{MAX} R_3 \cdot \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}}.$$

Например, при использовании компонентов с номиналами, указанными на Рисунке 1, и при  $C_{OUT} = 100$  мкФ скорость нарастания  $dV/dt$  равна 2500 В/с и  $I_{MAX} = 0.25$  А. В конце этой нестандартной процедуры включения диоды  $D_1$  и  $D_2$  отрывают схему ограничения  $dV/dt$  от цепи обратной связи регулятора, предотвращая проникновение входных пульсаций в выходное напряжение. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2941](#)

# ОКО Архив АВТО GPS/GSM

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



## ОКО Мобайл 3G

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

## ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ "ОКО АРХИВ"

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

### ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet  
сменный жесткий диск

### ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet  
встроенный жесткий диск

### ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

## ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



"Децима"  
Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1  
тел: +7 (495) 988 48 58  
<http://www.decima.ru>

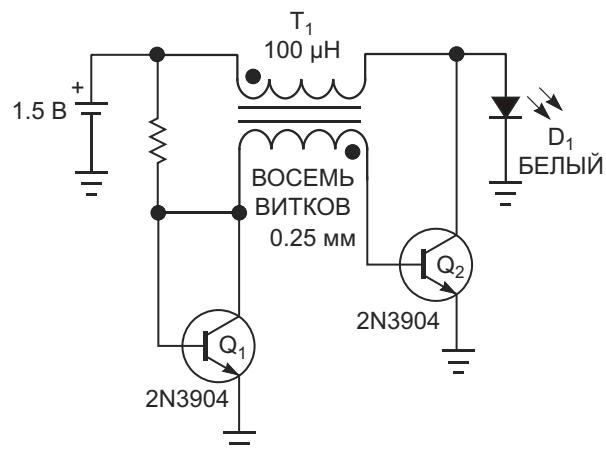
# Простой драйвер с самодельным трансформатором для питания светодиода от одноэлементной батареи

Jim Grant

EDN

Благодаря широкому цветовому спектру, белые светодиоды обеспечивают лучшую видимость, чем монохромные светодиоды. Однако прямое падение напряжения на белых светодиодах больше, чем на одноцветных, что создает сложности при их питании от одиночных элементов с напряжением 1.5 В. Изображенный на Рисунке 1 автоколебательный повышающий преобразователь содержит минимальное количество элементов и трансформатор  $T_1$ , который можно легко собрать самостоятельно.

В течение времени, которое требуется для магнитного заряда индуктивности первичной обмотки  $T_1$ , резистор  $R_1$  и вторичная обмотка  $T_1$  обеспечивают ток базы, достаточный для включения транзистора  $Q_2$ . Коллекторный ток  $Q_2$  будет увеличиваться до тех пор, пока базовый ток больше не сможет удерживать транзистор в насыщении. Когда  $Q_2$  выходит из насыщения, направление магнитного потока  $T_1$  и полярность напряжения вторичной обмотки меняются на противоположные. На интервале времени, когда первичная обмотка отдает ток, напряжение вторичной обмотки в сумме с напряжением база-эмиттер транзистора  $Q_1$  смешает базу  $Q_2$  в обратном направлении и закрывает транзистор. При выключенном  $Q_2$  напряжение первичной обмотки  $T_1$  добавляется к напряжению батареи и питает светодиод  $D_1$ . Ток через  $R_1$  определяет мощность, подаваемую на светодиод,



**Рисунок 1.** Два транзистора и простой в изготовлении трансформатор зажигают белый светодиод от одной батареи с напряжением 1.5 В.

и смещает в прямом направлении переход база-эмиттер  $Q_1$ , поддерживая температурно-компенсированное напряжение смещения транзистора  $Q_2$ .

Трансформатор  $T_1$  для макета схемы был изготовлен намоткой восьми витков изолированного провода диаметром 0.25 мм на неэкранированный дроссель с аксиальными выводами индуктивностью 100 мГн. При этом напряжение на вторичной обмотке составляло примерно 400 мВ пик-пик. (Примечание редактора EDN: Соблюдайте полярность включения обмоток. Если схема не запускается, поменяйте концы либо первичной, либо

вторичной обмотки). Схема начинает работать при напряжении, чуть превышающем падение на переходе база-эмиттер транзистора Q<sub>1</sub>, что составляет примерно 0.6 В. Максимальное

входное напряжение равно прямому падению на светодиоде, равному приблизительно 3 В. При входном напряжении 1.5 В частота переключения схемы превышает 340 кГц. **РЛ**

# Одноэлементная батарея зажигает любой светодиод

Al Dutcher

EDN

Схема на Рисунке 1 позволяет зажечь светодиод любого типа от одноэлементной батареи с напряжением от 1 В до 1.5 В. В этот диапазон попадают щелочные, угольно-цинковые, NiCd и NiMH одноэлементные батареи и аккумуляторы. Основная область использования схемы – светодиодные фонарики, такие как красный фонарь астронома, не мешающий ночному наблюдению, или обычный фонарик общего назначения. Схему можно использовать с любыми светодиодами – от инфракрасного (1.2 В) до синего или белого (3.5 В). Устройство устойчиво к разбросу напряжений светодиодов и отдает относительно постоянную мощность. Кроме того, оно компенсирует изменения напряжения батареи. Схема представляет собой обратноходовой повышающий преобразователь без обратной связи, работающий в режиме прерывистого тока дросселя. Функцию основного ключа, передающего энергию в дроссель  $L_1$ , выполняет транзистор  $Q_2$ . Когда

$Q_2$  закрывается,  $L_1$  во время обратного хода отдает накопленную энергию в светодиод.

Инвертирующий усилитель на транзисторе  $Q_1$  управляет инвертирующим ключом  $Q_2$ . Резисторы  $R_4$ ,  $R_5$  и  $R_2$  образуют цепь обратной связи схемы. Две инверсии в петле обратной связи создают неинвертирующую, то есть регенеративную (положительную) обратную связь. Если заменить дроссель  $L_1$  резистором, схема превратится в классический двустабильный триггер. Дроссель блокирует постоянную составляющую сигнала обратной связи, оставляя только переменную. Таким образом, схема нестабильна, что заставляет ее генерировать. Время включения  $Q_2$  зависит от времени, которое требуется току дросселя  $L_1$ , чтобы достигнуть уровня, при котором  $Q_2$  больше не может находиться в состоянии насыщения. На этом этапе схема выключается на время, пока энергия передается в светодиод, после чего процесс повторяется. Поскольку ток поддерживается индуктивностью, до тех пор, пока остается накопленная в ней энергия, она, по существу, является источником тока. Индуктивность может работать с любым напряжением, необходимым для поддержания постоянного уровня ее тока. Это свойство позволяет схеме на Рисунке 1 подстраиваться под напряжение светодиода.

Питание светодиода на Рисунке 1 осуществляется импульсами высокой частоты. Величина индуктивности дросселя может варьироваться в достаточно широких пределах, поскольку от нее зависит только частота генерации. В маловероятном случае, если индуктивность дросселя слишком велика, будут заметны мерцания светодиода. Если индуктивность слишком мала, на передний

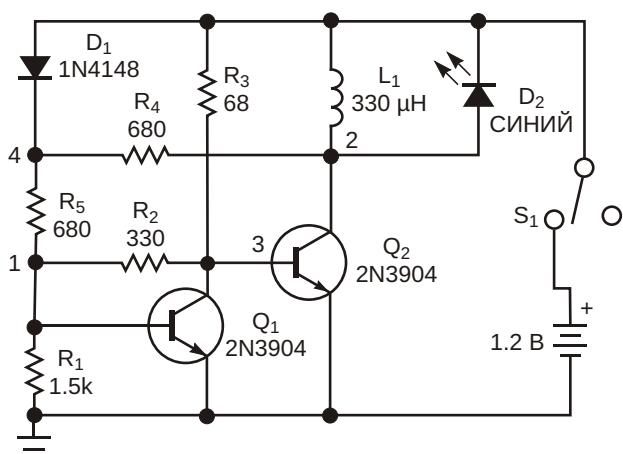


Рисунок 1. Простая схема обеспечивает питание от одноэлементной батареи светодиода любого типа и цвета.

план выходят потери переключения, и падает КПД схемы. При номиналах компонентов, указанных на Рисунке 1, частота генерации составляет 50 кГц, что можно считать разумным компромиссом. Диод D<sub>1</sub> предназначен для компенсации изменения напряжения батареи. Благодаря действию делителя напряжения в узле 4, D<sub>1</sub> обеспечивает изменение уровня ограничения в процессе работы. Чем выше напряжение питания, тем выше уровень ограничения, и, соответственно, меньше глубина обратной связи. Q<sub>1</sub> инвертирует это пороговое напряжение, чтобы уменьшить открывающее напряжение на базе Q<sub>2</sub> при более высоких напряжениях батареи. Для этой схемы были выбраны транзисторы 2N3904, однако подойдут любые малосигнальные n-p-n приборы. В конце цикла заряда дросселя ток Q<sub>2</sub> достигает высоких значений. За счет внутреннего сопротивления базовое напряжение, необходимое для открывания транзистора, увеличивается. Соответственно, делитель R<sub>2</sub>-R<sub>1</sub> в базе транзистора Q<sub>1</sub> поднимает коллекторное напряжение и, таким образом, управляет конечным током Q<sub>2</sub>.

Импульсы тока, управляющего светодиодом, имеют треугольную форму с пиковым уровнем приблизительно 120 мА и средним значением порядка 30 мА для красных светодиодов и 15 мА для белых. Такие уровни обеспечивают приемлемую яркость свечения без чрезмерной перегрузки светодиода. Потребляемый схемой ток равен приблизительно 40 мА. NiMH аккумулятор типоразмера АА емкостью 1600 мА ч может питать светодиод примерно четыре часа. Дроссель L<sub>1</sub> должен быть в состоянии без насыщения пропускать пиковый ток схемы. Общая стоимость показанного на Рисунке 1 устройства меньше цены белого светодиода. При желании количество светодиодов можно увеличить, используя более сильноточные устройства и большее число элементов батареи. В этом случае светодиоды можно включить последовательно. Если же вы включите их параллельно, светодиодам понадобятся выравнивающие резисторы. Чтобы получить удобный, хотя и не управляемый источник питания постоянного тока для других целей, выходное напряжение схемы можно выпрямить и отфильтровать. **РЛ**

# Преобразование напряжения в частоту упрощает измерения малых напряжений

Praveen K

Electronic Design

**В** некоторых приложениях, таких как измерение pH, основанное на изменениях электромагнитного поля в электрохимической реакции, вариации напряжения очень малы, а диапазон напряжений зависит от концентрации раствора. Измерить такие микровольты можно с помощью схемы, состоящей из прецизионного преобразователя напряжение-частота (ПНЧ) и инструментального усилителя (ИУ). Устройство преобразует напряжение в частоту и может измерять микровольты в различных диапазонах.

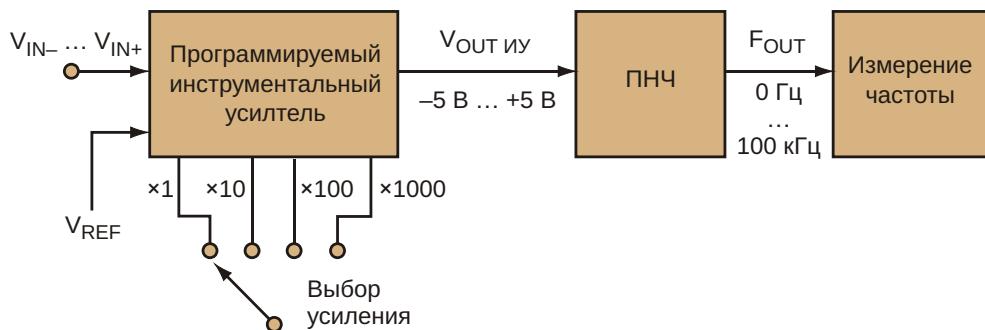
Основным элементом схемы является микросхема AD650 – прецизионный ПНЧ с очень низкой ошибкой нелинейности, составляющей 0.002% на частоте 10 кГц, 0.005% на частоте 100 кГц и 0.07% на частоте 1 МГц (Рисунок 1). PGA204 – это ИУ, усиление G которого программируется и может быть установ-

лено равным 1, 10, 100 или 1000. PGA204 имеет очень низкое напряжение смещения 50 мкВ и дрейф напряжения смещения 0.25 мкВ/°C. Входное напряжение подается на ИУ PGA204, входное сопротивление которой имеет порядок  $10^{10}$  Ом. Выходной ток усилителя равен

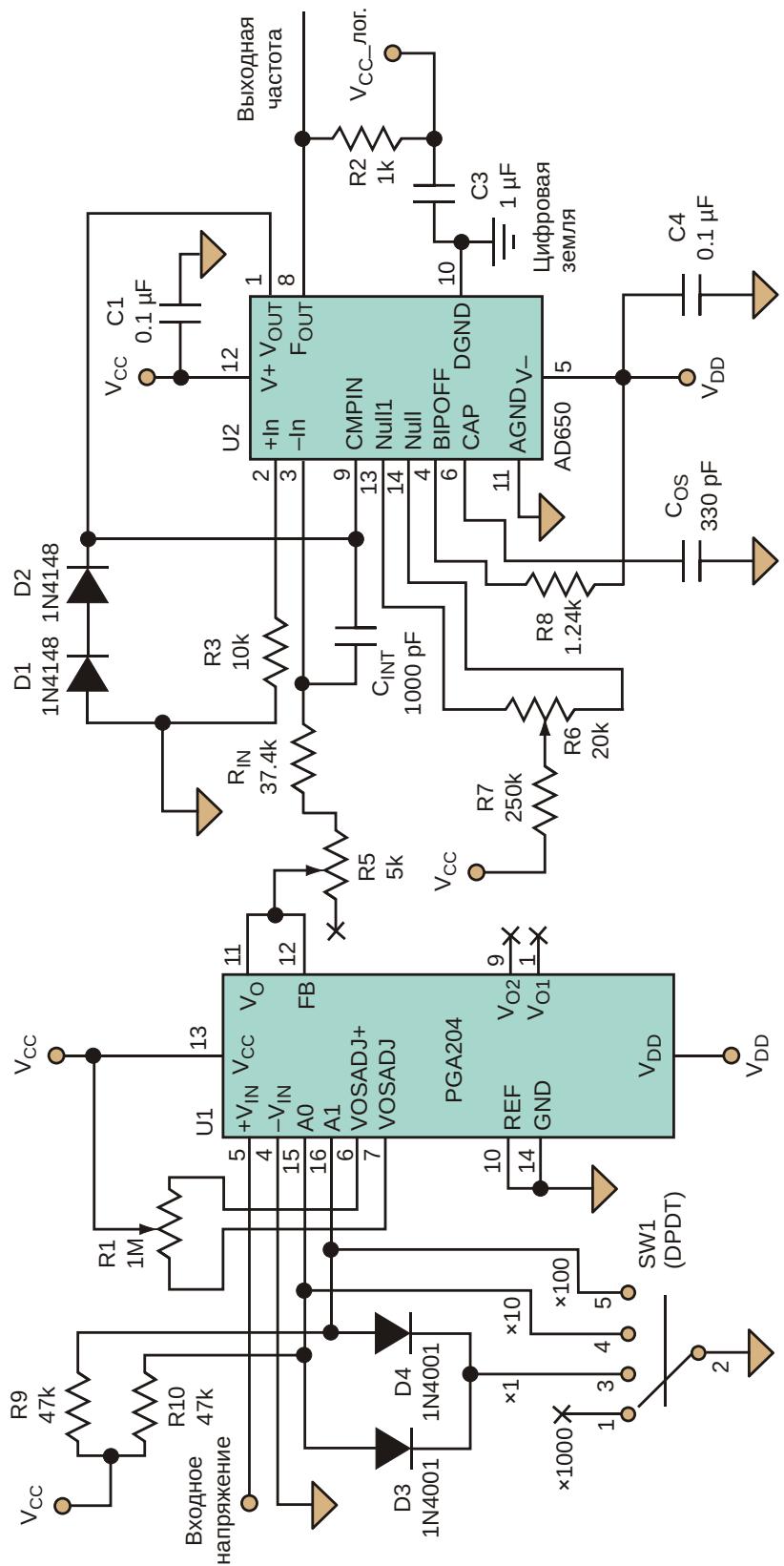
$$I_{\text{OUT\_ИУ}} = (V_{\text{IN}} - V_{\text{REF}}) / G.$$

Выход REF инструментального усилителя в этой схеме заземлен (Рисунок 2).

ПНЧ рассчитан на питание от источника  $\pm 5$  В, и при выборе коэффициента усиления необходимо соразмерять это напряжение с диапазоном входных сигналов. Переменный резистор R1 служит для подстройки смещения.



**Рисунок 1.** Разработчики, которым потребуется измерять микровольты, могут воспользоваться этой сравнительно простой схемой, состоящей из инструментального усилителя и преобразователя напряжение-частота.



**Рисунок 2.** В этой схеме выходное напряжение инструментального усилителя должно находиться в пределах  $\pm 5$  В, поскольку ПНЧ сконфигурирован для работы с биполярными входными сигналами именно такого диапазона.

**Таблица 1.** Зависимость коэффициента усиления ИУ от диапазона напряжений и разрешения

Усиление	Диапазон входных напряжений (В)	Минимальное измеряемое разрешение по напряжению (мкВ)	Формула ( $V_{REF} = 0$ В)
1	$\pm 5$	100	$V_{IN} = (F_{OUT} - 50 \text{ кГц}) \times 10^{-4} \text{ В/Гц}$
10	$\pm 0.5$	10	$V_{IN} = (F_{OUT} - 50 \text{ кГц}) \times 10^{-5} \text{ В/Гц}$
100	$\pm 0.05$	1	$V_{IN} = (F_{OUT} - 50 \text{ кГц}) \times 10^{-6} \text{ В/Гц}$
1000	$\pm 0.005$	0.1	$V_{IN} = (F_{OUT} - 50 \text{ кГц}) \times 10^{-7} \text{ В/Гц}$

При двуполярном питании AD650 и диапазоне входных напряжений  $\pm 5$  В максимальная выходная частота устройства равна 100 кГц. Сопротивление подтягивающего резистора R2 выбрано таким, чтобы ограничить ток выходного транзистора на уровне 8 мА. Резистор  $R_{IN}$  устанавливает входной диапазон сигнала, а времязадающий конденсатор  $C_{OS}$  определяет нелинейность схемы. Емкость интегрирующего конденсатора  $C_{INT}$  вычисляется как

$$C_{INT} = 10^{-4} \Phi/c f_{MAX}.$$

При частоте  $f_{MAX}$ , равной 100 кГц, минимальное значение емкости  $C_{INT}$  составляет 1000 пФ.

Температурные коэффициенты компонентов, окружающих AD650, и в первую очередь резисторов  $R_{IN}$  и R3 и конденсатора  $C_{OS}$ , напрямую влияющих на общую термостабильность схемы, должны быть очень низкими. Температурные коэффициенты резисторов R8 (1.24 кОм) и R3 должны быть одинаковыми. Частота  $F_{OUT}$  выходных импульсов ПНЧ линейно зависит от входного напряжения  $V_{out,IU}$ :

$$F_{OUT} = \frac{V_{out,IU}}{10 \text{ В}} \cdot \frac{100 \text{ кГц}}{50 \text{ кГц}},$$

где

100 кГц – максимальная выходная частота;  
10 В – максимальный диапазон входных напряжений;

50 кГц – выходная частота при 0 В на входе.

Выбрать усиление ИУ, чтобы задать выходную частоту ПНЧ  $F_{OUT}$  для измерений в том или ином диапазоне, разработчики могут с помощью Таблицы 1. Соответственно этому выбору, также будет изменяться разрешающая способность схемы (минимальное измеряемое напряжение). Вот четыре основных преимущества схемы:

- Обработка облегчается после перевода аналогового напряжения в цифровое представление.
- При работе ПНЧ на частоте 100 кГц разрешение эквивалентно 17-битному АЦП.
- Схема настолько проста, что измерение микровольт можно выполнить с помощью любого частотомера.
- В зависимости от требуемого разрешения, частотный диапазон ПНЧ можно также выбрать равным 10 кГц или 1 МГц. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD650](#)
2. [Datasheet Texas Instruments PGA204](#)

# Линейный измеритель энергии ветра с температурной компенсацией

Stephen Woodward

EDN

Растущий интерес к возобновляемым источникам энергии, вызванный ростом цен на ископаемое топливо и опасениями глобального потепления, привлекает внимание к соответствующим демонстрационным инструментам. Предлагаемая схема измерения энергии ветра вносит свой вклад в поддержание интереса к этой теме. Удобная для быстрой и легкой предварительной оценки энергетического потенциала ветроэлектростанций, она включает в себя датчик скорости ветра, состоящий из анемометра и отражательного оптрана, а также датчик температуры, основанный на транзисторе в диодном включении (Рисунок 1). Эти компоненты связаны с гибридной цифроаналоговой вычислительной схемой. В сочетании они обеспечивают отображение в реальном времени плотности ветровой энергии.

Потенциал энергогенерации ветра равен

$$\frac{1}{2} \times \text{плотность воздуха} [\text{кг}/\text{м}^3] \times \\ \times \text{скорость потока} [\text{м}/\text{с}]^3.$$

Чтобы рассчитать его, требуется оценить плотность воздуха, которая обратно пропорциональна абсолютной температуре, измерить скорость потока воздуха и возвести ее в куб.

Вот как это делает счетчик ветровой энергии. Через включенный диодом транзистор Q<sub>1</sub> при температуре 25 °C (298K) проходит ток смещения 550 мкА, напряжение между его

базой и эмиттером ( $V_{Q1}$ ) равно примерно 600 мВ, а температурный коэффициент этого напряжения равен  $-2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$ . Таким образом, Q<sub>1</sub> представляет собой источник опорного напряжения, отслеживающий приблизительную зависимость плотности воздуха от температуры, которая подчиняется закону идеального газа, то есть имеет крутизну  $-0.3\%/\text{°C}$ . При этом частота выходных импульсов оптического датчика O<sub>1</sub>, работающего со свободновращающимся анемометром, пропорциональна скорости ветра:

$$F_w = 10 \text{ Гц}/\text{м/с}.$$

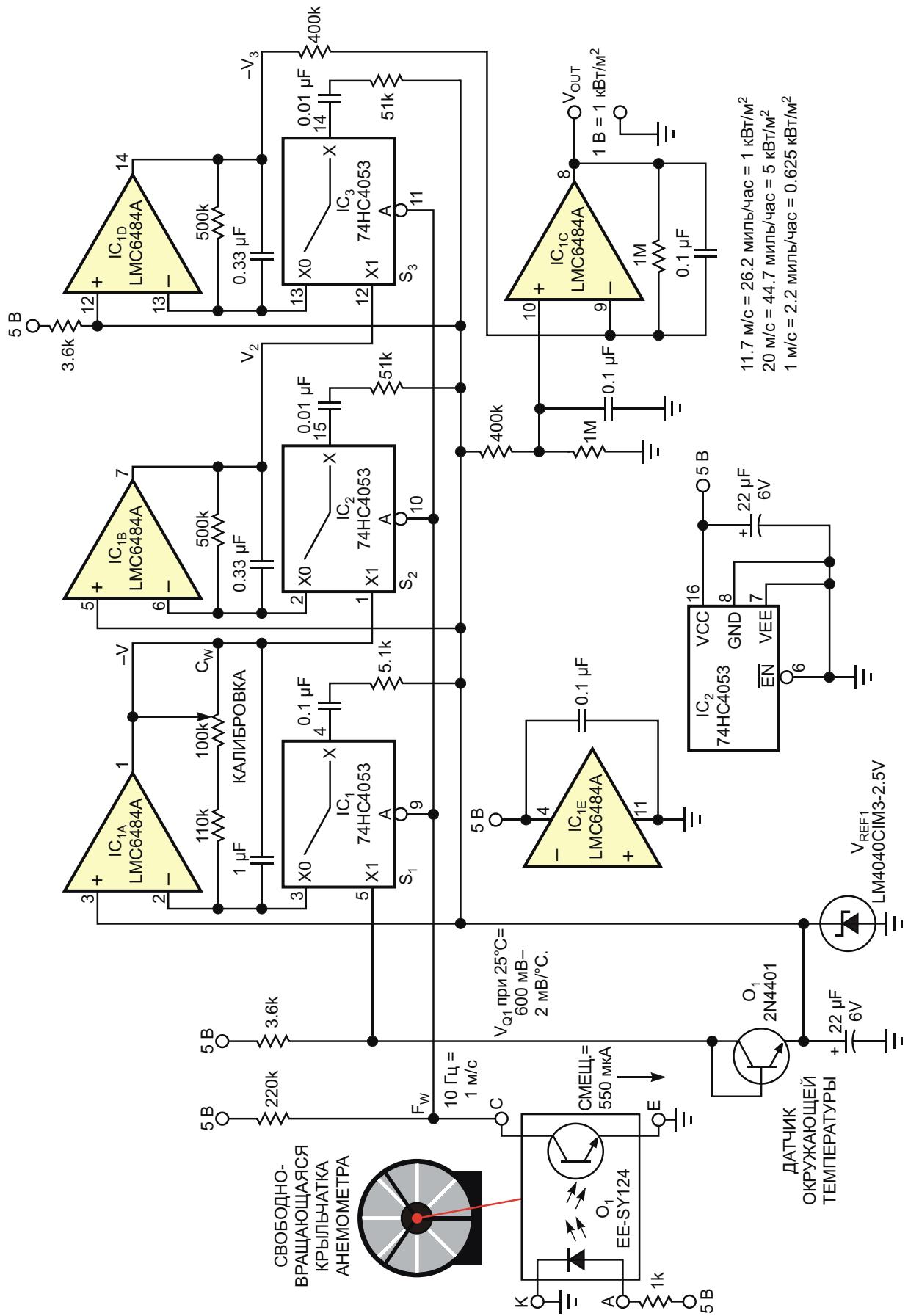
Преобразование  $V_{Q1}$  и  $F_w$  в сигнал, масштаб которого соответствует  $1 \text{ мВ} = 1 \text{ В/м}^2$ , реализуется функцией третьего порядка X×Y×Z, выполняемой тремя включенными каскадно преобразователями частота-напряжение (ПЧН), основанными на зарядовых насосах, собранных на КМОП коммутаторах S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> и S<sub>3</sub>.

Выходное напряжение ПЧН S<sub>1</sub>/IC<sub>1A</sub> отрицательно и равно

$$V - 0.17 V_{Q1} F_w,$$

напряжение на выходе ПЧН S<sub>2</sub>/IC<sub>1B</sub>

$$V_2 = V - F_w - 0.17 V_{Q1} F_w^2,$$



**Рисунок 1.** Для измерения доступной энергии ветра в этой схеме используются свободновращающийся анемометр и датчик температуры на основе включенного диодом транзистора.

и на выходе ПЧН  $S_3/IC_{1D}$  напряжение равно

$$V_3 = 0.17 V_{Q1} F_w^3.$$

В конце дифференциальный инвертор  $IC_{1C}$  масштабирует и сдвигает  $-V_3$  до выходного напряжения

$$V_{out} = 0.42 V_{Q1} F_w^3 - 1 \text{ В/кВт/м}^2.$$

Вы можете удобно откалибровать измеритель энергии ветра, двигаясь в безветренный день на автомобиле с постоянной скоростью 18.6 м/с = 41.5 миль/час = 66.8 км/час. При воздействии на анемометр внешнего воз-

душного потока установите подстроечным потенциометром выходное напряжение 4 В, или, для лучшей точности, напряжение, получающееся из формулы, учитывающей истинную плотность воздуха:

$$V_{out} = \frac{1.14 \text{ В давление [мбар]}}{273 \text{ окружающая температура [°C]}},$$

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM4040](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LMC6484](#)
4. [Datasheet Omron EE-SY124](#)

# Двунаправленная схема сдвига уровня на двух элементах PicoGate

Bob Marshall

EDN

В системах с несколькими напряжениями питания часто бывает необходимо сместить вниз уровень управляющего сигнала. С этой задачей легко справляется устройство с открытым стоком, такое, например, как 74LVC1G07. Однако когда требуется преобразовать уровни двунаправленного сигнала, схема немного усложняется, поскольку в результате простого соединения вместе выводов двух устройств с открытым стоком получится просто защелка.

На Рисунке 1 показано, как соединить микросхемы 74LVC2G241 и 74LVC2G07, чтобы высокий уровень на выводе А былмещен вниз на выводе В, а низкий уровень на выводе В был сдвинут вверх на выводе А. Направление передачи управляется сигналом  $\overline{DIR}$ .

Когда уровень  $\overline{DIR}$ , низкий, сторона А является входом, а В – выходом. При высоком уровне сигнала  $\overline{DIR}$  В становится входом, а А становится выходом. Чтобы изменить полярность сигнала управления, то есть, чтобы при низком уровне на входе  $\overline{DIR}$  вывод В был входом, измените схему, соединив вывод 3 микросхемы 74LVC2G241 с входом 1 74LVC2G07, а выход 4 74LVC2G07 – с входом 2 микросхемы 74LVC2G241.

74LVC2G241 должна быть подключена к источнику питания с более высоким напряжением, а более низкое напряжение должно использоваться для питания 74LVC2G07. Например, чтобы сдвинуть уровень сигнала от 3.3 В до 1.8 В, шину питания 1.8 В нужно подключить к устройству 74LVC2G07. Сопро-

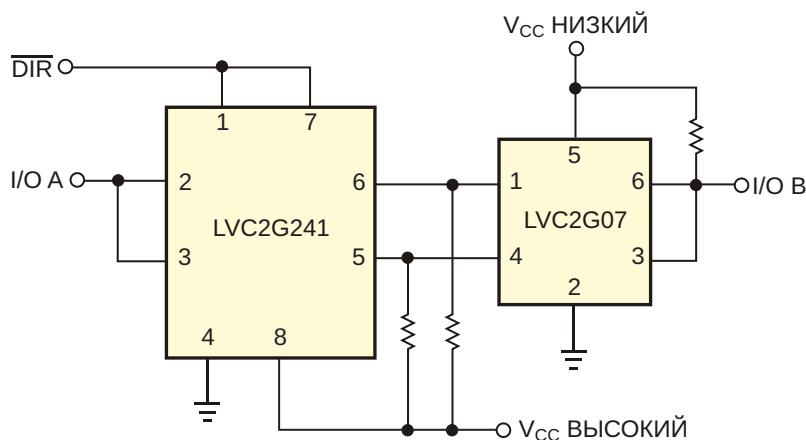


Рисунок 1. Устройство на двух микросхемах обеспечивает двунаправленный сдвиг уровней сигнала. Направление передачи управляется отдельным выводом.

тивление подтягивающего резистора неважно, но необходимо учитывать постоянную времени RC-цепочки, образуемой этим сопротивлением с выходной емкостью 74LVC2G07, и выбирать сопротивление, исходя из требуемого быстродействия. Максимальный выходной ток 74LVC07A при напряжении питания 3.3 В равен 24 мА. Это означает, что при таком напряжении питания минимально допустимое сопротивление подтягивающих резисторов равно 150 Ом. Однако для снижения рассеиваемой схемой мощности сопротивления этих резисторов должны быть как можно более высокими.

Уровни «лог. 0» и «лог. 1» для вывода B определяются напряжением питания 74LVC2G07. Если оно равно 1.8 В, то при нагрузке 4 мА эти уровни составят 0.45 В и почти 1.8 В, соответственно. Таким образом, 74LVC2G07 и 74LVC2G241 обеспечивают быстрое и простое решение для двунаправленной трансляции уровней, не занимающее много места на печатной плате. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Nexpria 74LVC2G07](#)
2. [Datasheet Nexpria 74LVC2G241](#)

# Генератор наносекундных импульсов с малыми искажениями плоской вершины

Jim Williams

EDN

Для измерения импульсных переходных характеристик и времени нарастания необходимы источники сигналов с короткими фронтами и высоким качеством формы импульсов.

Одновременное выполнение этих требований представляет собой непростую задачу, в особенности для субнаносекундного диапазона скоростей. Схема на Рисунке 1, позаимство-

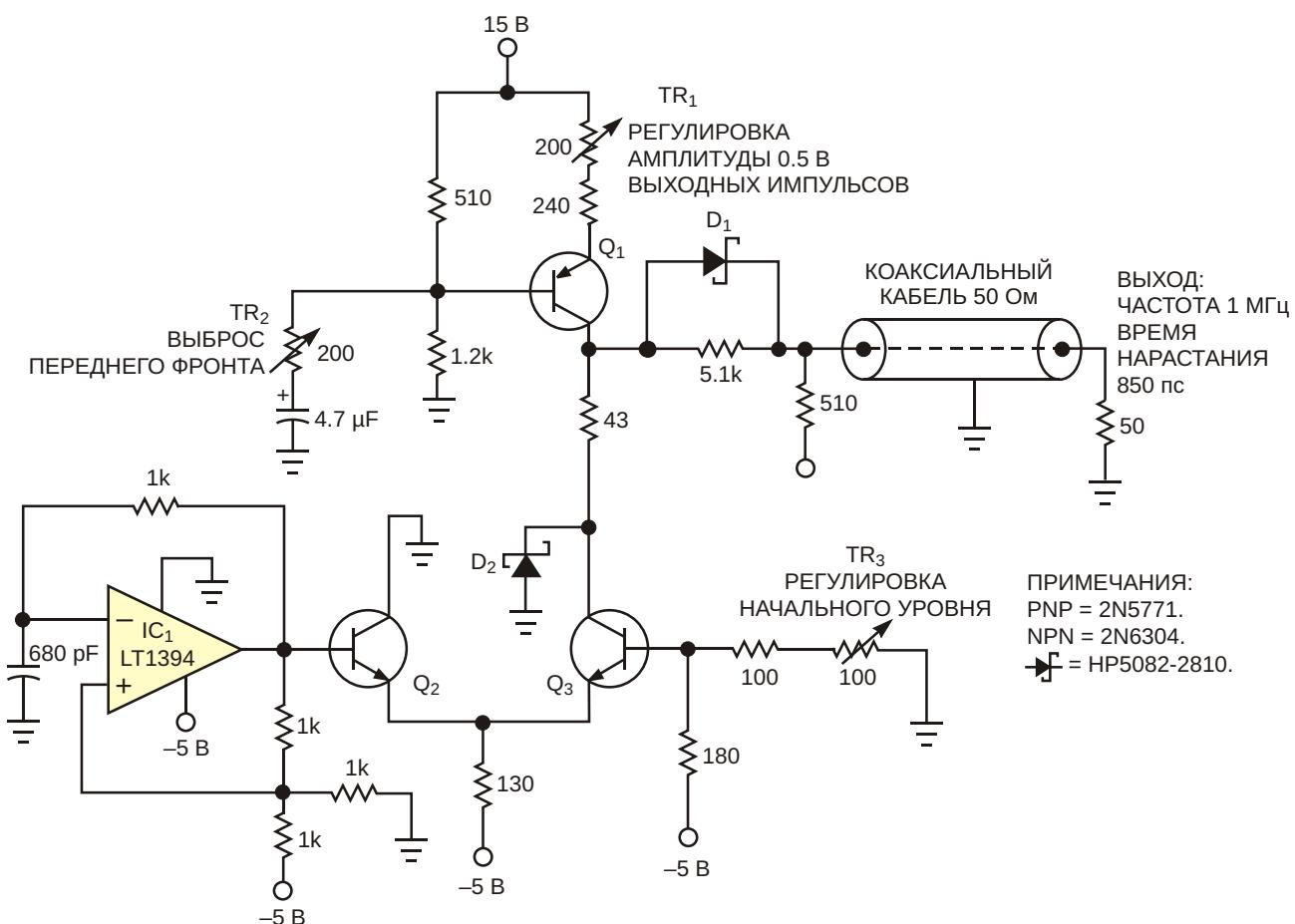
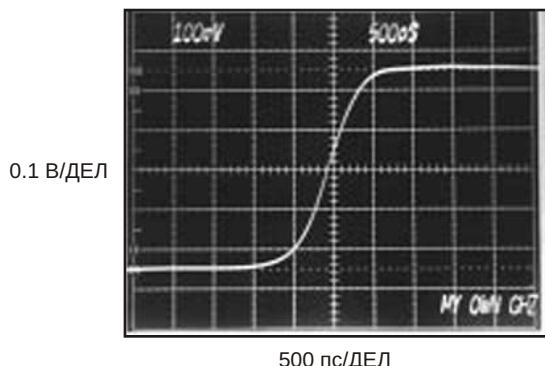


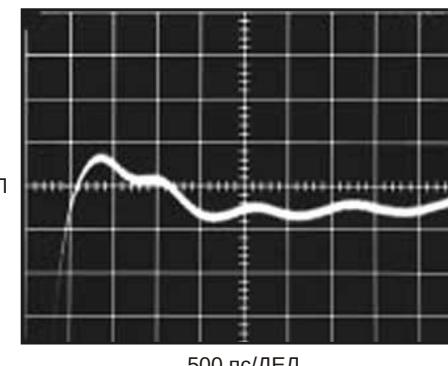
Рисунок 1. Нужен короткий и чистый импульс? Эта простая схема формирует высококачественные 850-наносекундные импульсы амплитудой 500 мВ.



**Рисунок 2.** Как показывает осциллограф с полосой пропускания 1 ГГц, импульсы не имеют неоднородностей и аномалий.

ванная от калибратора осциллографа [1], отвечает критериям и скорости, и формы. Она генерирует выходные импульсы с фронтом 850 пс и искажениями плоской вершины менее 1%. Компаратор IC<sub>1</sub> формирует прямоугольные импульсы частотой 1 МГц, управляющие токовым ключом Q<sub>2</sub>-Q<sub>3</sub>. Обратите внимание: чтобы обеспечить правильные уровни управляющих сигналов для транзисторов, IC<sub>1</sub> получает питание от шин земли и -5 В. Q<sub>1</sub> служит управляемой нагрузкой транзисторов Q<sub>2</sub> и Q<sub>3</sub>. Когда IC<sub>1</sub> открывает Q<sub>2</sub>, транзистор Q<sub>3</sub> закрывается. Напряжение на коллекторе Q<sub>3</sub> быстро увеличивается до уровня, определяемого коллекторным током Q<sub>1</sub>, диодом D<sub>1</sub> и выходными резисторами в сочетании с согласующим резистором 50 Ом. При низком уровне на выходе IC<sub>1</sub> транзистор Q<sub>2</sub> закрывается, Q<sub>3</sub> включается, и на выходе устанавливается напряжение, равное нулю. Диод D<sub>2</sub> предотвращает насыщение транзистора Q<sub>3</sub>.

Выходные импульсы схемы исключительно чисты и имеют очень короткие фронты. Фотография на Рисунке 2, сделанная с экрана осциллографа реального времени с полосой 1 ГГц, демонстрирует импульс с временем нарастания 850 нс и исключительно совершенной формой. Рисунок 3 детализирует процесс установления вершины импульса. На снимке показана область вершины



**Рисунок 3.** Аберрация вершины импульсов составляет  $\pm 4$  мВ, или менее  $\pm 1\%$ .

непосредственно после положительного перехода 500 мВ. Установление импульса происходит примерно за 400 пс с выбросом порядка  $\pm 4$  мВ. Звон 1 мВ на частоте 1 ГГц, несомненно, обусловлен ограничениями конструкции беспаечной макетной платы; вероятно, вы сможете избавиться от него, используя печатную плату с полосковыми линиями.

Для достижения наилучших характеристик этой схемы требуются некоторые подстройки. Полоса пропускания используемого вами осциллографа должна быть не меньше 1 ГГц. Форма импульса корректируется подстроечными резисторами TR<sub>2</sub> и TR<sub>3</sub>. Амплитуда выходного импульса 500 мВ на согласованной нагрузке 50 Ом устанавливается с помощью TR<sub>1</sub>. Регулировки несколько взаимосвязаны, хотя и не чрезмерно, и быстро сходятся, давая нужные результаты. **РЛ**

## Ссылки

1. [485 Oscilloscope Service and Instruction Manual, "Calibrator," pg 3 to 15, Tektronix Inc, 1973.](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1394](#)
2. [Datasheet Avago Technologies HP5082-2810](#)
3. [Datasheet Fairchild 2N5771](#)
4. [Datasheet Microsemi 2N6304](#)

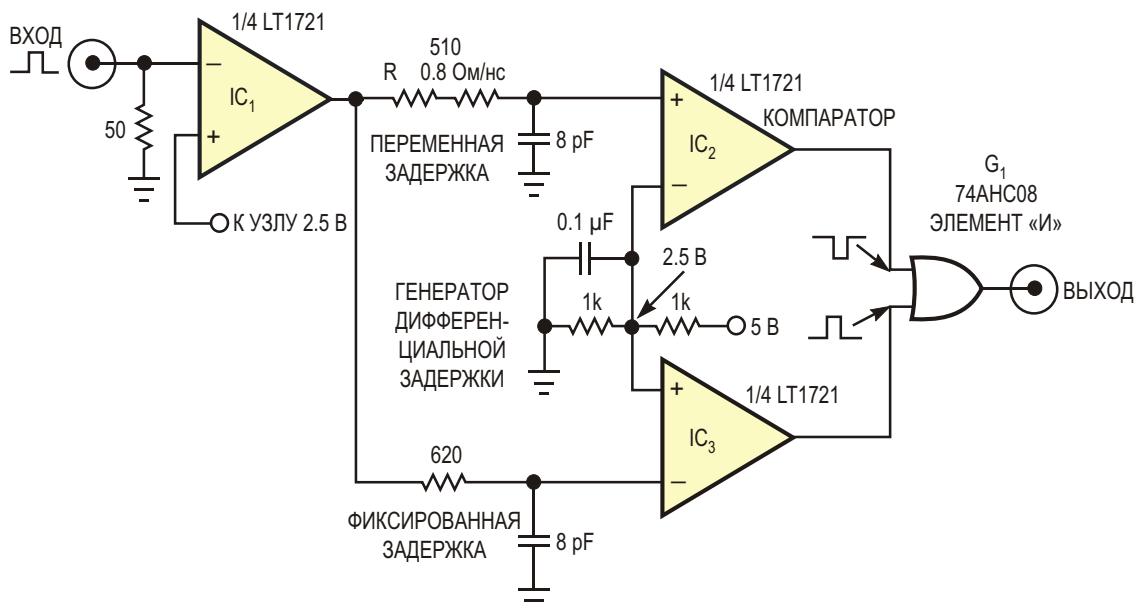
# Простой, но высококачественный генератор наносекундных импульсов

Jim Williams, Linear Technology

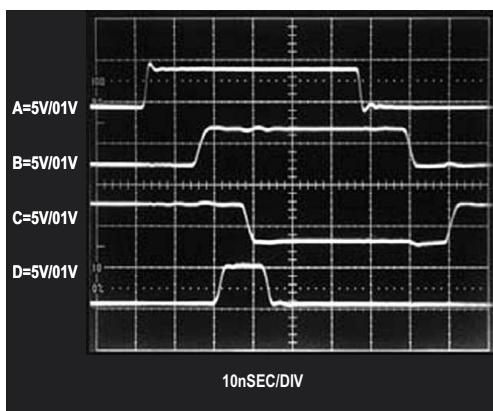
EDN

Если требуется очень короткие импульсы, запускаемые внешним сигналом, например, для таких приложений, как устройства выборки, этот предсказуемо программируемый генератор будет вам полезен. Длительность выходного сигнала схемы на Рисунке 1,

сделанной на счетверенном высокоскоростном компараторе и быстродействующем логическом элементе, регулируется от 0 до 10 нс при длительности фронта 520 пс и амплитуде 5 В. При отклонении напряжения питания 5 В на 65% длительность импульса

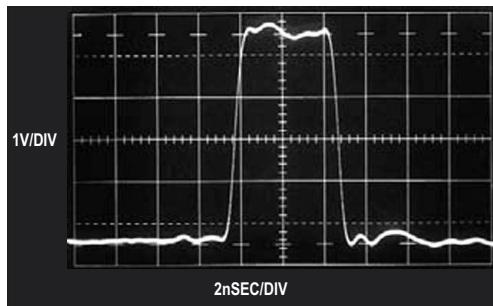


**Рисунок 1.** Этот генератор формирует импульсы длительностью от 0 до 10 нс с передним фронтом 520 пс. Компаратор IC<sub>1</sub> разгружает согласующий резистор дифференциальными цепями задержки. Комплементарные выходы микросхем IC<sub>2</sub>-IC<sub>3</sub> отображают разность задержек сдвигом передних фронтов своих импульсов. Выходной положительный импульс логического элемента G<sub>1</sub> существует в течение времени, пока сигналы на обоих выходах компараторов IC<sub>2</sub>-IC<sub>3</sub> имеют высокий уровень.



**Рисунок 2.** Формы сигналов в схеме генератора, измеренные осциллографом реального времени с полосой пропускания 400 МГц.

A – «ВХОД»,  
B – выход  $IC_3$  (фиксированная задержка),  
C – выход  $IC_2$  (переменная задержка),  
D – «ВЫХОД».



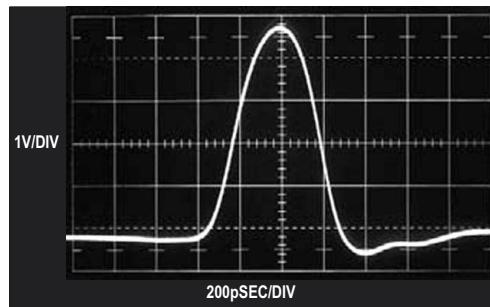
**Рисунок 3.** 5-наносекундный выходной импульс при  $R = 390$  Ом имеет хорошую форму и аккуратные фронты. Звон на плоской вершине импульса в пределах 8% обусловлен индуктивностью проводников, идущих к элементу  $G_1$ , и неидеальностью кабеля, соединяющего щуп с осциллографом.

меняется менее чем на 100 пс. Минимальная длительность входного импульса запуска равна 30 нс, а задержка между входом и выходом составляет 18 нс.

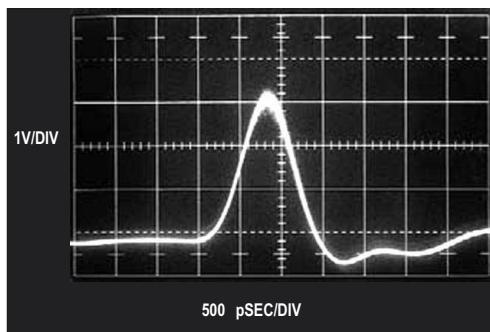
Компаратор  $IC_1$  инвертирует входной импульс (Рисунок 2, осциллограмма А) и изолирует от остальной схемы согласующий резистор 50 Ом. Выход  $IC_1$  подключен к двум RC-цепочкам – с фиксированной и переменной постоянными времени. Программирующий резистор  $R_G$  в основном определяет разность постоянных времени заряда цепочек и, следовательно, задержку, масштаб которой равен примерно 80 Ом/нс. Компараторы  $IC_2$  и  $IC_3$ , включенные детекторами уровней с противоположной полярностью выходных сигна-

лов, отображают разность задержек сдвигом передних фронтов своих импульсов. Выходной сигнал компаратора  $IC_3$  в канале с фиксированной задержкой представлен осциллограммой В, а сигнал на выходе  $IC_2$  в канале с переменной задержкой – осциллограммой С. Выходной импульс схемы на выходе логического элемента  $G_1$  (осциллограмма D) существует в течение времени, пока сигналы на обоих его входах имеют высокий уровень.

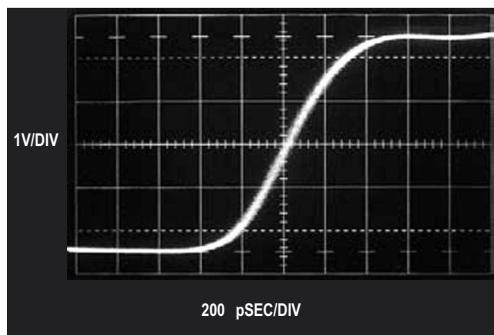
Полученный при  $R = 390$  Ом выходной импульс, показанный на Рисунке 3, имеет амплитуду 5 В и длительность, измеренную по уровню 50% – 5 нс. Импульс имеет хорошую форму и аккуратные фронты. Выброс переднего фронта, составляющий примерно 8%, обусловлен индуктивностью проводников, идущих к элементу  $G_1$ , и неидеальностью кабеля, соединяющего щуп с осциллографом. На Рисунке 4 показан самый узкий импульс, при котором сохраняется полная амплитуда 5 В. Ширина импульса, измерявшаяся в стробоскопическом режиме в полосе частот 3.9 ГГц, равна 1 нс по уровню амплиту-



**Рисунок 4.** Наименьшая ширина импульса равна 1 нс по уровню половинной амплитуды и 1.7 нс по основанию. Измерения выполнялись в полосе частот 3.9 ГГц.



**Рисунок 5.** Импульс с неполной амплитудой 3.3 В имеет длительность 700 пс, а ширину у основания – 1.25 нс. Зернистость осциллограммы обусловлена артефактами стробоскопического режима осциллографа.



**Рисунок 6.** Детальное изображение переднего фронта, измеренного в полосе частот 3.9 ГГц стробоскопическим осциллографом с временем нарастания 90 пс, показывает, что его длительность равна 520 пс. Задний фронт имеет такую же длительность. Зернистость осциллограммы обусловлена артефактами стробоскопического режима осциллографа.

ды 50% и 1.7 нс у основания. Импульс может быть еще короче, если допустимо, что его амплитуда будет меньше 5 В.

Минимально достижимая ширина импульса ограничена временем нарастания микросхемы G<sub>1</sub>. Импульс с неполной амплитудой 3.3 В имеет длительность 700 пс, а ширину у основания – 1.25 нс (Рисунок 5). Время нарастания импульса на Рисунке 6, измеренное в стробоскопическом режиме в полосе частот 3.9 ГГц, равно 520 пс. Время спада равно времени нарастания. Фронт импульса имеет четко определенную форму и свободен от артефактов. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1721](#)
2. [Datasheet Texas Instruments 74AHC08](#)

# Инструментальный усилитель с низкими уровнями смещения, дрейфа и низкочастотных шумов

Marián Štofka

EDN

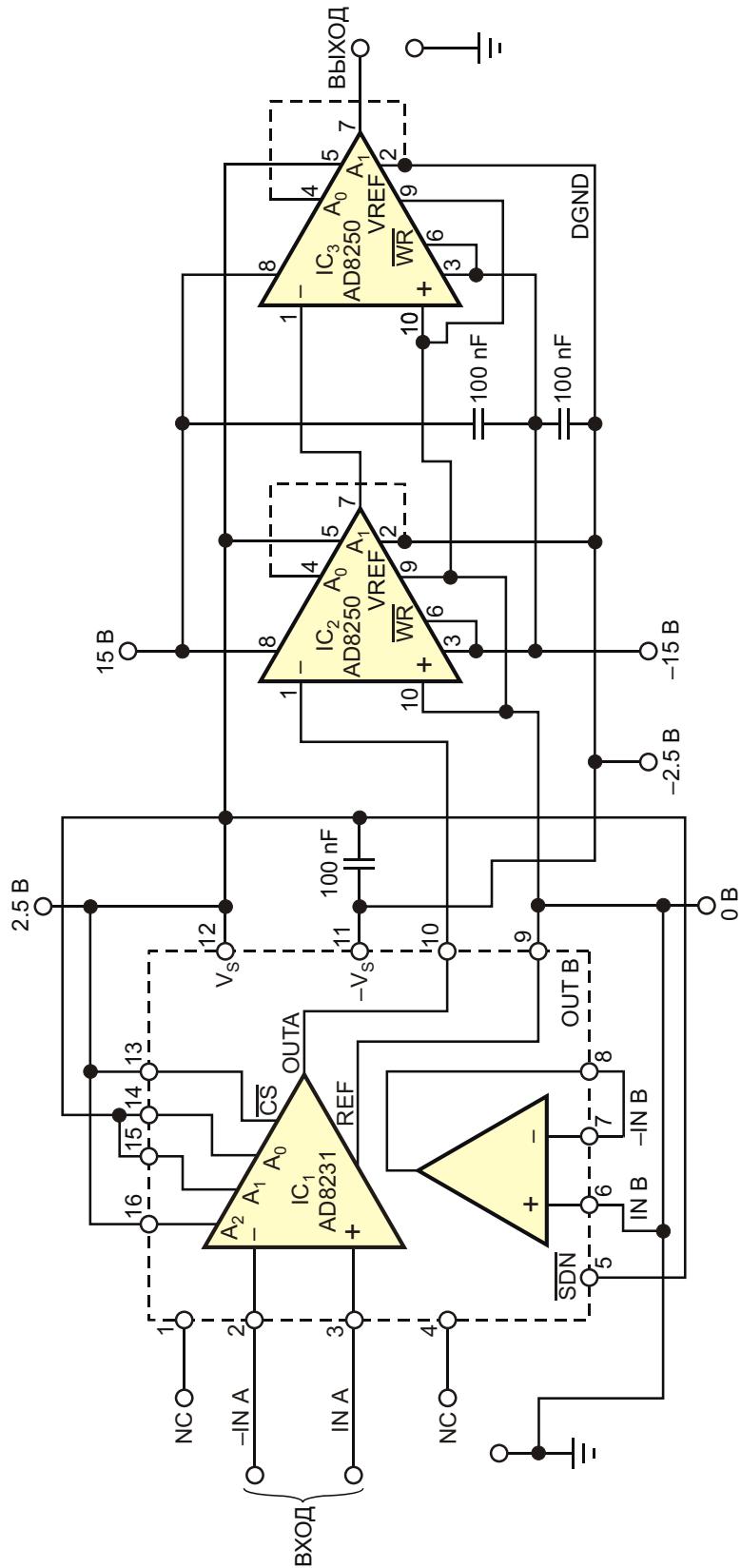
Фирмой Analog Devices выпускается инструментальный усилитель AD8231 с цифровым программированием коэффициента усиления и нулевым смещением. Программируемые коэффициенты усиления могут принимать значения, равные степеням двух: от  $2^0 = 1$  до  $2^7 = 128$ . В серии AD825x также есть несколько инструментальных усилителей с цифровой установкой коэффициентов усиления, значения которых кратны степени 10. Однако цепи автокоррекции нуля у этих микросхем отсутствуют. Составной инструментальный усилитель (Рисунок 1 на стр. 74) подходит для измерительных приложений с декадным шагом коэффициентов усиления, требующих низких уровней смещения, дрейфа и низкочастотных шумов.

В схеме используется тот факт, что коэффициент усиления, равный  $10^M$ , можно выра-

зить как  $10^M = 2^M \times 5^M$ , где  $M$  – целое. В схеме на Рисунке 1 использован каскад инструментального усилителя AD8231 с автокоррекцией нуля ( $IC_1$ ) с предустановленным коэффициентом усиления, равным восьми, а также микросхемы  $IC_2$  и  $IC_3$ . Конечным результатом является то, что приведенное к входу напряжение смещения, обусловленное смещением входного напряжения  $IC_2$ , уменьшается в восемь раз по сравнению со смещением одиночной микросхемы  $IC_2$ . То же самое справедливо и для температурного дрейфа напряжения смещения. Цепь автокоррекции нуля микросхемы  $IC_1$  удаляет низкочастотные шумы. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD8231](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8250](#)



**Рисунок 1.** Каскадное включение инструментального усилителя с автокоррекцией нуля с коэффициентом усиления  $2^3$  и инструментальных усилителей, имеющих коэффициенты усиления, равные пяти, позволяет получить инструментальный усилитель с коэффициентами усиления, кратными десяти, характеристики которого по постоянному току намного лучше, чем у монолитных инструментальных усилителей с декадным шагом усиления.



# 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  
популяризовать -  
**приглашаем к сотрудничеству!**

# РадиоЛоцман.Журнал

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



ANDROID »  
GOOGLE PLAY



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



iOS (iPhone, iPad) »  
APP STORE



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

Устанавливайте приложение и скачивайте!  
Доступен весь архив номеров журнала.