

ЖУРНАЛ РАЗРАБОТЧИКОВ ЭЛЕКТРОНИКИ

WWW.RLOCMAN.RU



# РАДИОЛОЦМАН

АПРЕЛЬ 2020 (107)

## КОНСТРУКЦИЮ СЕНСОРА ПОДСКАЗАЛИ НАСЕКОМЫЕ





# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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



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





Главный редактор:

А. Николаев

Над номером  
работали:

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

Директор:

С. Муратчаев

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (903) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:

www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 Texas Instruments анонсировала новый двухканальный датчик температуры с порогами переключения, программируемыми резисторами
- 5 Z-Communications выпускает малопотребляющий ГУН с низким уровнем фазовых шумов
- 5 Новые тепловые перемычки Vishay отведут тепло от электрически изолированных компонентов
- 6 Analog Devices предлагает новый малошумящий инструментальный усилитель с уникальными характеристиками по постоянному току
- 7 Texas Instruments расширяет семейство логических микросхем HCS
- 8 Универсальный и надежный контроллер STMicroelectronics упростит проектирование источников питания интеллектуальных устройств
- 9 Analog Devices расширяет семейство микромодулей регуляторов напряжения
- 10 IXYS начала серийное производство нового драйвера SiC MOSFET и IGBT
- 11 Samsung предлагает многофункциональные решения для управления питанием микронаушников
- 12 Сверхминиатюрная микросхема драйвера затворов компании Infineon обеспечивает беспрецедентную плотность мощности в низковольтных преобразователях
- 13 Toshiba анонсирует новый двухканальный изолированный драйвер IGBT/MOSFET
- 14 STMicroelectronics представляет инновационный контроллер синхронного выпрямителя для недорогих высокоэффективных адаптеров питания
- 15 Texas Instruments разработала высокоточный компаратор с интегрированным ИОН
- 16 В новейших инерциальных измерительных устройствах STMicroelectronics реализовала технологии искусственного интеллекта
- 17 Murata представила самый низкопрофильный в мире модуль 6-амперного понижающего регулятора
- 18 Analog Devices выпустила 40-вольтовый понижающе-повышающий контроллер USB Type-C PD
- 18 ESS расширяет семейство своих USB ЦАП новой малопотребляющей СпК с потрясающим качеством звука
- 19 В драйвере светодиодов Maxim объединила повышающий и понижающий преобразователи
- 21 ABLIC анонсировала выпуск двухпроводных последовательных EEPROM с интегрированным датчиком температуры
- 22 Murata вдвое уменьшила размеры своих модульных DC/DC преобразователей
- 22 MOSFET компании Nexperia стали еще меньше
- 23 Семейство ИК светодиодов Lumileds дополнено серией приборов с купольной линзой и импульсным током 5 А
- 24 Analog Devices выпускает драйвер затворов с плавающими землями и программируемым значением мертвого времени

## Статьи

- 26 Как управлять импульсными преобразователями электрической энергии
- 34 Неиспользуемый источник энергии питает интеллектуальные сенсорные сети
- 36 Как измерить мерцание светодиодных ламп
- 40 Динамическая регулировка отрицательных выходных напряжений
- 44 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. SOT23: 50 лет инноваций в одном корпусе для поверхностного монтажа
- 46 Измерение тока дросселя в импульсных источниках питания
- 50 Так что же все-таки делать с неиспользуемыми входами?
- 54 Супербалансированная схема сохраняет CMRR при регулировке усиления

## Схемы

- 56 Простой ИК-сенсор для любительских автономных мобильных роботов
- 61 Транзисторы переменного тока
- 64 Измеритель фазового сдвига
- 66 Схема восстановления синхросигналов для зашумленных систем
- 69 Схема измеряет токи в серводвигателе постоянного тока
- 70 Преобразователи напряжения 30 ... 400 В в  $\pm 12$  В на одной микросхеме
- 74 Двухфазный преобразователь снижает пульсации тока и улучшает характеристики ЭМИ
- 77 Входной фильтр предотвращает выпрямление радиочастотных помех инструментальным усилителем
- 80 Простой формирователь профиля управления шаговыми двигателями
- 82 Быстродействующий ограничитель работает как схема формирования импульсов
- 84 Тестер целостности цепей находит оборванный конец кабеля

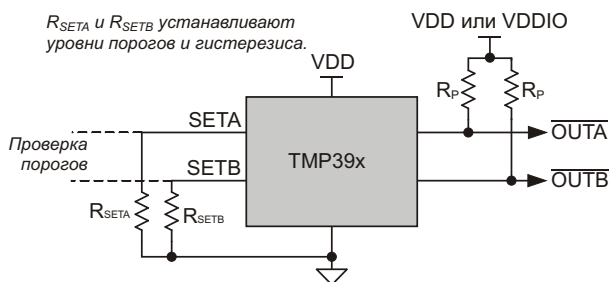
## Texas Instruments анонсировала новый двухканальный датчик температуры с порогами переключения, программируемыми резисторами

Texas Instruments анонсировала новую микросхему семейства ультрамалопотребляющих датчиков температуры, предназначенных для обнаружения тепловых событий и защиты системы в диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . TMP390-Q1 обеспечивает независимое обнаружение как избыточной, так и недостаточной температуры. Температурные пороги (TTRIP) и температурный гистерезис (THYST) программируются двумя резисторами из ряда E96 (допуск 1%), подключаемыми к выводам SETA и SETB. Сопротивление каждого резистора может составлять от 1.05 кОм до 909 кОм, что соответствует 48 уникальным значениям.



Сопротивление резистора, включаемого между выводом SETA и землей, определяет величину порога TTRIP канала A. Сопротивление резистора, включаемого между выводом SETB и землей, определяет величину порога TTRIP канала B, а также величину гистерезиса для обоих каналов –  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$  или  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ , – необходимого для защиты цифрового выхода от нежелательных переключений. Допуски резисторов не влияют на точность TTRIP.

Для обеспечения возможности контроля в процессе производства непосредственно на печатной плате TMP390-Q1 поддерживает



Упрощенная схема включения TMP390-Q1.

функцию тестирования порогов, при которой цифровые выходы активируются путем внешнего воздействия на выводы SETA или SETB.

### Основные характеристики

- Тесты на соответствие требованиям стандарта AEC-Q100 пройдены со следующими результатами:
  - Диапазон рабочих температур соответствует Уровню 1: от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Программируемые резисторами уровни температурных порогов и температурного гистерезиса:
  - Допуски резисторов не влияют на ошибку нуля;
  - Варианты гистерезиса:  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $10\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Раздельные выходы для обнаружения избыточной или недостаточной температуры:
  - Канал A (избыточная температура):  $+30 \dots +124\text{ }^{\circ}\text{C}$ , шаг  $2\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
  - Канал B (недостаточная температура):  $-50 \dots +25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , шаг  $5\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Точность без калибровки:
  - $\pm 1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$  (максимум) в диапазоне температур от  $0\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+70\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,
  - $\pm 3.0\text{ }^{\circ}\text{C}$  (максимум) в диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Ультранизкое потребление мощности:  $0.5\text{ }\mu\text{A}$  (тип.) при температуре  $25\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Диапазон напряжений питания от 1.62 В до 5.5 В;
- Выходы с открытыми стоками;
- Функция проверки порогов для внутрисистемного контроля микросхемы;
- 6-выводной корпус SOT-563 размером  $1.60\text{ мм} \times 1.20\text{ мм}$ .

### Области применения

- Автомобильные информационно-развлекательные системы:
  - Стереосистемы;
  - Приборные панели;
  - Медиа-интерфейсы;
- Камеры;
- Радары/лидары.

## Z-Communications выпускает малопотребляющий ГУН с низким уровнем фазовых шумов

Z-Communications анонсировала выпуск нового ГУН (генератора, управляемого напряжением) SMV0912B-LF, отвечающего требованиям директивы RoHS. SMV0912B-LF работает на частотах от 865 МГц до 960 МГц в диапазоне напряжений настройки от 0 до 2.5 В. Этот недорогой ГУН отличается очень высокой спектральной чистотой ( $-100$  дБн/Гц при отстройке 10 кГц) и перекрывает частотный диапазон со средней чувствительностью 80 МГц/В.

SMV0912B-LF предназначен для обеспечения выходной мощности  $3 \pm 3$  дБм на нагрузке 50 Ом в промышленном диапазоне рабочих температур от  $-40$  °С до 85 °С. Важным преимуществом этого высокоэффективного ГУН является очень низкое потребление энергии. При работе от источника питания 3.0 В устройство потребляет всего 6 мА. Модуль выпускается в стандартном для Z-COMM корпусе SUB-L с размерами 7.62 мм × 7.62 мм × 2.03 мм и гарантирует уровень под-



авления второй гармоники  $-10$  дБн. Приборы упаковываются в блистерную ленту и поставляются на бобиных. SMV0912B-LF идеально подходит для автоматизированной установки на печатную плату и пайки оплавлением припоя.

Областью применения SMV0912B-LF могут быть приложения мобильной связи, требующие исключительных характеристик фазовых шумов и низкого потребления мощности.

## Новые тепловые перемычки Vishay отведут тепло от электрически изолированных компонентов

*Приборы снижают температуру компонентов более чем на 25%, позволяя увеличить выделяемую мощность или продлить срок службы устройств*

Vishay Intertechnology представила тепловые перемычки для поверхностного монтажа семейства ThermoWick THJP. Устройства, выпускаемые подразделением Vishay Dale, позволяют разработчикам отводить тепло от электрически изолированных компонентов, создавая теплопроводящий путь к слою земли или общему радиатору.



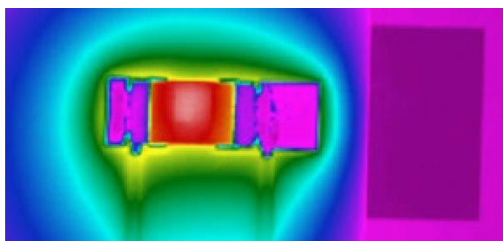
Новые ЧИП-устройства, имеющие подложку из нитрида алюминия с высокой теплопроводностью 170 Вт/м·К, способны сни-

зить температуру подключенных компонентов более чем на 25%. Такое снижение позволяет разработчикам, не затрагивая электрическую изоляцию каждого компонента, увеличить выделяемую ими мощность или продлить срок их службы в существующих условиях эксплуатации. Благодаря защите соседних устройств от тепловых нагрузок повышается общая надежность схемы.

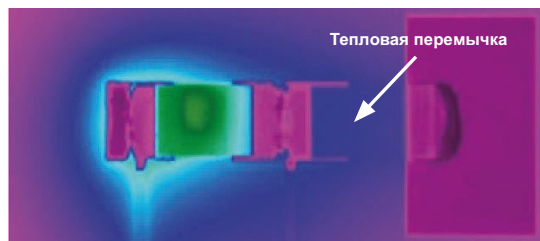
Низкая емкость перемычек THJP, составляющая в некоторых устройствах всего 0.07 пФ, делает их отличным выбором для различных приложений. Проводники тепла найдут применение в источниках питания и преобразователях, радиочастотных усилителях, синтезаторах, устройствах с лазерными и PIN-диодами, а также в фильтрах, используемых в промышленных и телекоммуникационных приложениях.

Устройство выпускается в корпусах шести типоразмеров от 0603 до 2512. Контакты при-

Пример использования тепловой перемычки THJP 1206 показывает снижение температуры поверхности на 36%.



Керамический ЧИП резистор без тепловой перемычки (149.8 °С).



Керамический ЧИП резистор с тепловой перемычкой (95.5 °С).

боров типоразмеров 0612 и 1225 расположены по длинной стороне для дополнительной теплопередачи. Тепловые перемычки доступны как с выводами, покрытие которых содержит свинец, так и в бессвинцовом исполнении.

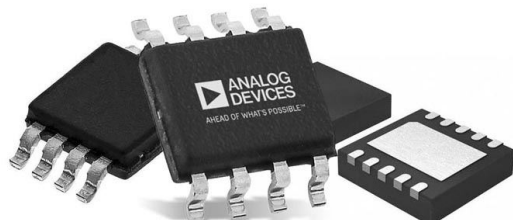
Единичные образцы и промышленные партии приборов ThermoWick THJP доступны с первого квартала 2020 года. Сроки поставки составляют шесть недель.

## Технические характеристики устройства

Типоразмер	Тепловое сопротивление (°С/Вт)	Теплопроводность (мВт/°С)	Емкость (пФ)
0603	14	70	0.07
0612	4	259	0.26
0805	13	77	0.15
1206	15	65	0.07
1225	4	259	0.26
2512	15	65	0.07

## Analog Devices предлагает новый малошумящий инструментальный усилитель с уникальными характеристиками по постоянному току

Analog Devices анонсировала новый прецизионный инструментальный усилитель LT6370 с программируемым коэффициентом усиления и лучшей в отрасли точностью по постоянному току. Высокая точность позволяет измерять более слабые сигналы и упрощает требования к калибровке, особенно в диапазоне температур.



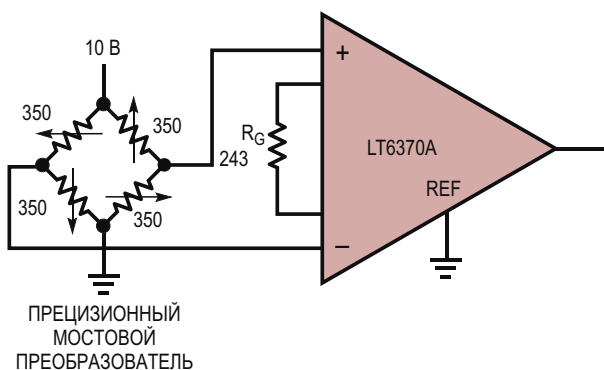
При изготовлении LT6370 используется запатентованный усовершенствованный биполярный технологический процесс, позволяющий обеспечить лучшую в отрасли точность в сочетании с исключительной дол-

говременной стабильностью. Для достижения очень низких входных напряжений смещения (25 мкВ) и высокого коэффициента подавления синфазных сигналов (94 дБ) используется лазерная подгонка. Разработанная Analog Devices технология тестирования на пластине позволяет после упаковки в корпуса S8E гарантировать значения входного напряжения смещения 0.3 мкВ/°С и дрейфа усиления 30 ppm/°С.

В дополнение к отличным характеристикам по постоянному току LT6370 имеет широкую полосу единичного усиления (3.1 МГц) и малое время установления, что позволяет устройству хорошо работать в мультимплексированных приложениях. На входах LT6370 интегрированы цепи фильтрации ЭМИ, обеспечивающие точность при наличии сильных радиочастотных помех.

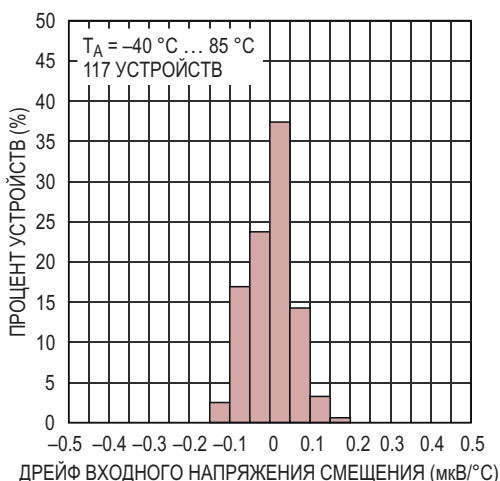
LT6370 выпускаются в компактных 8-выводных корпусах MSOP или S8E со стандартным для измерительных усилителей





Типовая схема включения LT6370.

расположением выводов, а также в 10-контактном корпусе DFN размером 3 мм × 3 мм. В корпусе S8E предлагаются микросхемы группы А, имеющие наивысшие характеристики по постоянному току. Все параметры микросхем гарантируются в температурных диапазонах  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots 85\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ .



Гистограмма распределения дрейфа напряжения смещения.

### Технические характеристики

- Коэффициент усиления (G), программируемый одним резистором от 1 до более 1000;

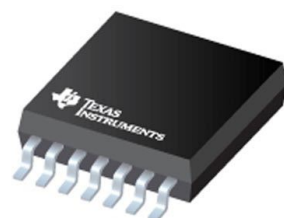
- Отличная точность по постоянному току:
  - Максимальное входное напряжение смещения нуля 25 мкВ,
  - Максимальный дрейф входного напряжения смещения нуля 0.3 мкВ/°C;
  - Низкая ошибка усиления: не более 0.01% (G = 1),
  - Низкий дрейф усиления: не более 30 ppm/°C (G > 1),
  - Высокий коэффициент подавления синфазного сигнала: не менее 94 дБ (G = 1);
- Входной ток смещения не более 400 пА;
- Полоса единичного усиления 3.1 МГц по уровню  $-3\text{ дБ}$ ;
- Низкий уровень шумов:
  - 0.2 мкВ пик-пик в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц,
  - Шумовое напряжение 7 нВ/ Гц на частоте 1 кГц;
- Интегрированный фильтр ЭМИ;
- Широкий диапазон напряжений питания от 4.75 В до 35 В;
- Диапазоны рабочих температур  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots 85\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $-40\text{ }^{\circ}\text{C} \dots 125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Корпуса MS8, S8E и 10-контактный DFN размером 3 мм × 3 мм.

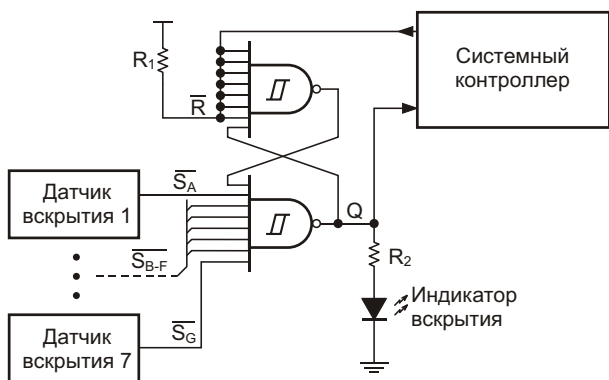
### Области применения

- Мостовые усилители;
- Устройства выборки;
- Мультиплексоры сигналов;
- Усилители термопар;
- Усилители тензодатчиков;
- Медицинские приборы;
- Интерфейсы преобразователей;
- Преобразователи дифференциальных сигналов в несимметричные.

## Texas Instruments расширяет семейство логических микросхем HCS

К своему семейству цифровых микросхем HCS Texas Instruments добавила новый прибор SN74HCS30. Это устройство содержит один независимый 8-входовый логический элемент «И-НЕ» с триггерами Шмитта на входах. Каждый элемент выполняет функцию  $Y = A \cdot B \cdot C \cdot D \cdot E \cdot F \cdot G \cdot H$  для положительной логики.





Типичный пример использования микросхемы.

## Основные характеристики

- Широкий диапазон рабочих напряжений от 2 В до 6 В;

- Триггеры Шмитта для работы с медленными или зашумленными сигналами;
- Низкое потребление мощности:
  - Типовой ток потребления 100 нА,
  - Типовой входной ток утечки  $\pm 100$  нА;
- Выходной ток  $\pm 7.8$  мА при напряжении питания 5 В;
- Расширенный диапазон температур окружающей среды от  $-40$  °С до  $+125$  °С.

## Области применения

- Схемы обнаружения несанкционированного вскрытия и аварийных сигналов;
- RS-триггеры.

Микросхема SN74HCS30PWR уже выпускается в 14-выводном корпусе TSSOP размером 5.00 мм × 4.40 мм.

## Универсальный и надежный контроллер STMicroelectronics упростит проектирование источников питания интеллектуальных устройств

Разработанный STMicroelectronics (ST) контроллер VIPer222, предназначенный для высоковольтных преобразователей мощностью до 8 Вт, обеспечит небольшие размеры, низкую стоимость и универсальность таких приложений, как бытовая техника, устройства автоматизации зданий, интеллектуальное освещение и умные счетчики.

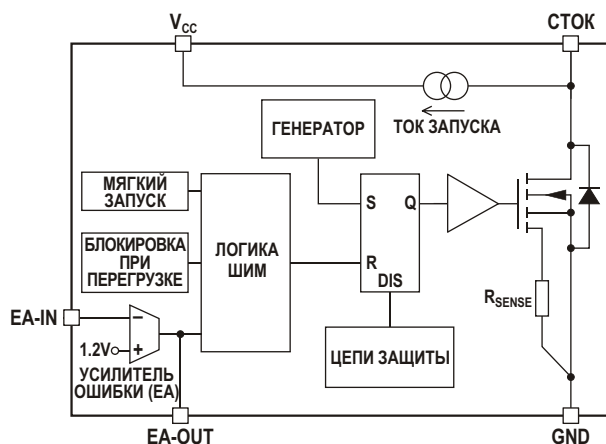


Благодаря интеграции усилителя ошибки, токоизмерительного MOSFET и высоковольтной схемы запуска, VIPer222 может использоваться в преобразователях самых разных популярных топологий. К ним относятся неизолированные обратноходовые преобразователи, изолированные обратноходовые преобразователи с управлением по первичной стороне или по вторичной стороне с использованием оптоизолятора, понижаю-

щие преобразователи и понижающе-повышающие преобразователи.

VIPer222 – это первый высокоинтегрированный контроллер в линейке продуктов ST, содержащий мощный MOSFET, устойчивый к лавинного пробоя при напряжениях до 730 В. Предусмотрены также такие функции, как защита от короткого замыкания, перегрева, пропуска импульсов, плавный запуск и поддержка пульсирующего режима для повышения КПД при легких нагрузках.

Дополнительные особенности минимизируют число внешних компонентов и упроща-



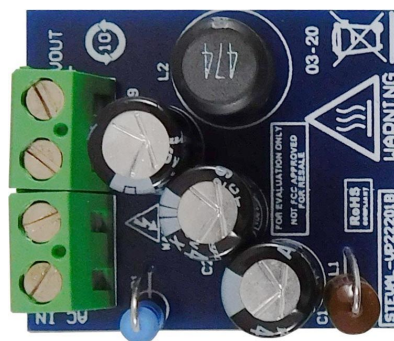
Блок-схема контроллера VIPer222XSTR.



ют проектирование преобразователя. К ним относится широкий диапазон рабочих напряжений от 4.5 В до 30 В, позволяющий легко организовать питание устройства при любом требуемом выходном напряжении. Низкое напряжение запуска 30 В DC обеспечивает широкий диапазон входных напряжений и облегчает включение при низких напряжениях питания. Мощность, потребляемая при легких нагрузках, составляет менее 40 мВт, упрощая выполнение рекомендаций по экологическому проектированию, а ШИМ-контроллер с искусственным джиттером частоты позволяет использовать компоненты фильтра небольшого размера.

VIPer222 выпускаются серийно в корпусе SSOP10 размером 5 мм × 4 мм и в партиях из

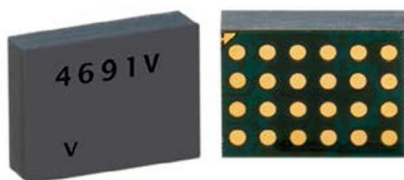
1000 приборов продаются по ценам, начинающимся от \$0.33 за штуку.



Оценочная плата VP22201B понижающего преобразователя 5 В/360 мА на основе VIPer222XSTR.

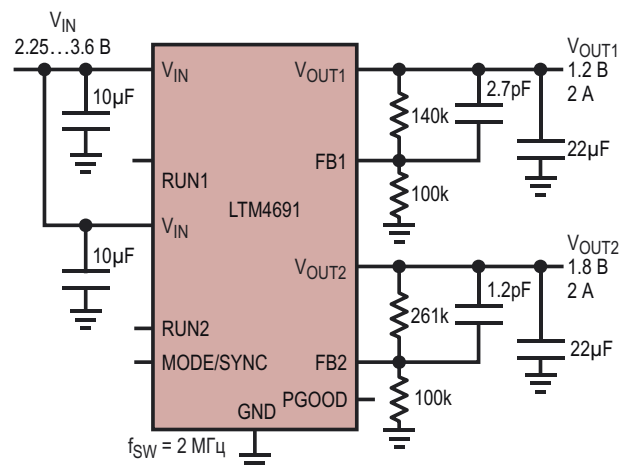
## Analog Devices расширяет семейство микромодулей регуляторов напряжения

К семейству регуляторов напряжения  $\mu$ Module Analog Devices добавила новый законченный сдвоенный 2-амперный импульсный DC/DC преобразователь в крошечном корпусе LGA с размерами 3 мм × 4 мм × 1.18 мм. Корпус прибора содержит контроллер импульсного преобразователя, мощные MOSFET, дроссели и все компоненты поддержки. Микромодуль LTM4691 работает в диапазоне входных напряжений от 2.25 В до 3.6 В, поддерживая два канала с выходными напряжениями, программируемыми внешними резисторами в диапазоне от 0.5 В до 2.5 В. Высокоэффективная конструкция устройства обеспечивает на каждом выходе непрерывный ток до 2 А. Из дополнительных компонентов нужны только сглаживающие конденсаторы на входах и выходах.



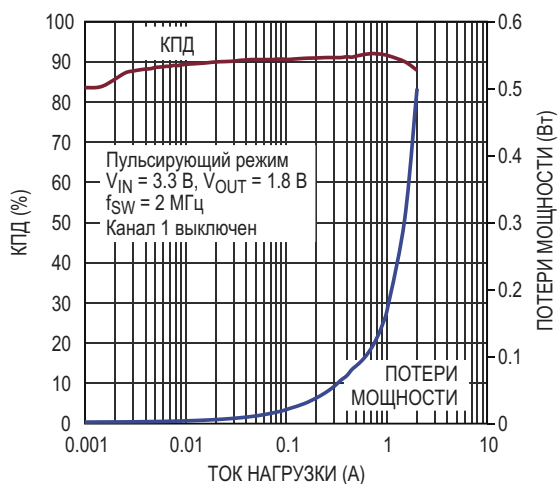
LTM4691 работает в режиме принудительной непрерывной проводимости с пропуском импульсов для снижения уровня коммутационных помех или в пульсирующем режиме для увеличения КПД при легких нагрузках. Типовая частота понижающего преобразова-

ния равна 2 МГц. Устройство может также синхронизироваться от внешнего источника частотой от 1 МГц до 3 МГц. Высокая частота переключения и архитектура с управлением по току дросселя, не ухудшая устойчивости, обеспечивает очень быстрый отклик на переходные процессы в нагрузке и на входе.



Типовая схема включения.

Прибор имеет высокоточные пороги запуска, выход сигнала «Питание в норме», защиту от повышенного выходного напряжения, цепь отключения при перегреве и защиту от короткого замыкания выхода. Модуль не содержит свинца и отвечает требованиям директивы RoHS.



Зависимость КПД от тока нагрузки.

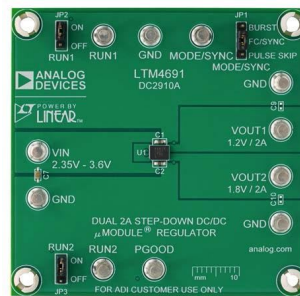
### Технические характеристики

- Миниатюрный корпус LGA для поверхностного монтажа с размерами 3 мм × 4 мм × 1.18 мм;
- Диапазон входных напряжений от 2.25 В до 3.6 В;
- Два канала с выходными токами 2 А;
- Общая точность стабилизации выходного напряжения ±1.5%;
- Режим управления по току дросселя с высокой скоростью реакции на переходные процессы;
- Возможность внешней синхронизации;

- Противофазная синхронизация каналов;
- Выбор между режимом пропуска импульсов, пульсирующим режимом и принудительным режимом непрерывной проводимости;
- Индикатор «Питание в норме»;
- Внутренняя цепь мягкого запуска;
- Внутренняя частотная коррекция;
- Защита от перенапряжения, перегрузки по току и перегрева.

### Области применения

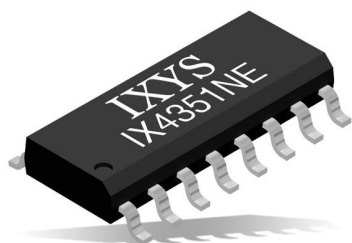
- Телекоммуникационное, сетевое и промышленное оборудование;
- Стабилизация напряжения в точках приложения нагрузки;
- Питание ядер ПЛИС и специализированных микросхем.



Демонстрационная схема 2910A для микромодуля LTM4691.

## IXYS начала серийное производство нового драйвера SiC MOSFET и IGBT

IXYS, подразделение компании Littelfuse, приступила к серийному производству микросхемы драйвера IX4351NE, предназначенного для управления SiC MOSFET и IGBT большой мощности. Раздельные 9-амперные выходы истоков и стоков позволяют настраивать времена включения и выключения, минимизируя потери переключения. Внутренний



зарядовый насос обеспечивает регулируемое отрицательное напряжение смещения затвора для улучшения устойчивости к  $dV/dt$  и уменьшения времени выключения.

Схема детектора выхода из насыщения обнаруживает состояние токовой перегрузки внешнего SiC MOSFET и инициирует плавное отключение, предотвращая потенциальную опасность повреждения из-за высокой скорости изменения напряжения  $dV/dt$ . Логический вход IN, совместимый с ТТЛ и КМОП, не требует преобразования уровня даже при отрицательном напряжении смещения драйвера затвора. Безопасность работы обеспечивается цепями защиты от пониженного напряжения и перегрева кристалла. Выход «Неисправность» с открытым стоком сигнала

лизирует микроконтроллеру об аварийном режиме.

Параметры IX4351NE гарантируются в диапазоне рабочих температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Устройство выпускается в 16-выводном корпусе SOIC со сниженным тепловым сопротивлением.

### Основные характеристики

- Отдельные выводы истоков и стоков с допустимыми пиковыми токами 9 А;
- Диапазон рабочих напряжений от  $-10\text{ В}$  до  $+25\text{ В}$ ;
- Внутренний регулятор на основе зарядового насоса для выбора отрицательного напряжения смещения затвора;
- Обнаружение выхода из насыщения с мягким отключением драйвера;
- Входы, совместимые с ТТЛ и КМОП;
- Защита от пониженного напряжения;
- Отключение при перегреве;
- Выход «Неисправность» с открытым стоком;

### Области применения

- Драйверы SiC MOSFET и IGBT;
- Бортовые зарядные устройства и зарядные станции;
- Промышленные инверторы;
- Корректоры коэффициента мощности, AC/DC и DC/DC преобразователи.



Оценочная плата для микросхемы IX4351.

## Samsung предлагает многофункциональные решения для управления питанием микронаушников

*В новых микросхемах управления питанием на одном кристалле объединены несколько дискретных компонентов, чтобы освободить место для аккумулятора большей емкости и более эффективной конструкции в современных устройствах TWS*

Samsung Electronics анонсировала первые в отрасли многофункциональные микросхемы управления питанием MUA01 и MUB01, оптимизированные для современных устройств True Wireless Stereo (TWS, истинно беспроводное стерео).

В отличие от обычных беспроводных наушников, в микронаушниках TWS нет провода, соединяющего два динамика. Отсутствие соединительных проводов в устройствах TWS предоставляет пользователям больше свободы в передвижении и не мешает их повседневной деятельности. Однако, как и для других мобильных устройств, ключевыми требованиями к беспроводным наушникам являются длительное время автономной работы и небольшие размеры.

Микросхемы управления питанием MUA01 и MUB01 предназначены, соответственно, для зарядных чехлов и микронаушников и являются единственными в своем роде реше-



ниями, оптимизированными для устройств TWS. Объединив несколько собственных технологий логических микросхем, Samsung смогла на одном кристалле интегрировать до десяти отдельных компонентов, включая импульсные зарядные устройства и разрядные цепи, что позволяет вдвое сократить требуемое пространство на плате по сравнению



с предыдущими альтернативами. Компактные решения дают возможность выделить больше места для батареи, чтобы увеличить время воспроизведения и обеспечить большую гибкость и эффективность конструкции.

Кроме того, MUA01 является первым в отрасли однокристальным решением, поддерживающим как беспроводную, так и проводную зарядку. Для беспроводной зарядки микросхема поддерживает протокол WPC Qi 1.2.4 – новейший стандарт консорциума Wireless Power для интерфейса беспроводной передачи энергии. Для эффективного управления питанием в MUA01 интегрирована схема импульсного зарядного устройства с высоким КПД. Помимо этого, MUA01 содер-

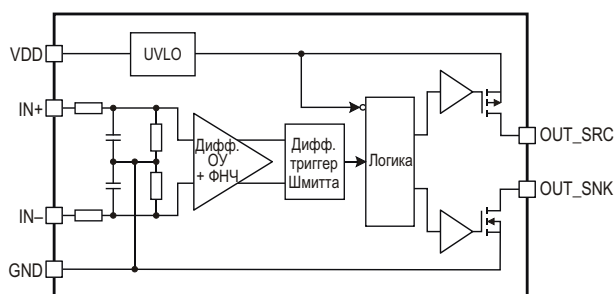
жит микроконтроллер и встроенную флеш-память, предоставляя возможность модификации прошивки устройства для поддержки других приложений.

Благодаря поддержке связи по электрическим сетям, новые микросхемы могут обмениваться друг с другом информацией через зарядные контакты. Это позволяет зарядному чехлу и радионаушникам обмениваться важной информацией, такой как уровень заряда аккумулятора и вставлены ли наушники в чехол.

В настоящее время MUA01 и MUB01 выпускаются серийно и уже устанавливаются в недавно анонсированные Samsung TWS наушники Galaxy Buds+.

## Сверхминиатюрная микросхема драйвера затворов компании Infineon обеспечивает беспрецедентную плотность мощности в низковольтных преобразователях

Каждый раз, когда в импульсном источнике питания включается и выключается мощный MOSFET, паразитные индуктивности смещают уровни земли, что может стать причиной ложного запуска микросхемы драйвера. Поэтому к своему семейству недорогих и компактных одноканальных драйверов затворов семейства EiceDRIVER 1EDN TDI (TDI – truly differential inputs – истинно дифференциальные входы) Infineon Technologies добавила устройство, которое предотвращает такие последствия. Новая микросхема 1EDN7550U выпускается в ультраминиатюрном безвыводном 6-контактном корпусе TSNP с размерами 1.5 мм × 1.1 мм × 0.39 мм. Драйверы затворов Infineon с TDI являются ключом к проектированию устройств с высокой плотностью мощности и высоким КПД при более низкой стоимости системы по сравнению с альтернативными решениями.



Блок-схема 1EDN7550U.

Корпус TSNP драйвера 1EDN7550U занимает на печатной плате в пять раз меньшую площадь, чем другие члены семейства в корпусах SOT-23. При входном ШИМ-сигнале на уровне приложения амплитудой 3.3 В EiceDRIVER 1EDN TDI может выдерживать статические смещения уровня земли до  $\pm 70$  В и кратковременные пиковые смещения земли до  $\pm 150$  В. Сочетание крошечных размеров и высокой устойчивости к сдвигу земли позволяет паре этих интегральных драйверов работать в общей 48-вольтовой полумостовой конфигурации. В то же время разработчики могут свободно размещать эти микросхемы в любых удобных местах печатной платы, благодаря чему, в первую очередь, и обеспечивается лучшая в отрасли плотность мощности.

EiceDRIVER 1EDN7550U в безвыводном корпусе TSNP позволяет управлять 25- и 40-

вольтовыми MOSFET семейства OptiMOS в преобразователях на коммутируемых конденсаторах, работающих на частоте 1.2 МГц. Было доказано, что в таком приложении драйвер обеспечивает высокую плотность мощности 186,700 Вт/дм<sup>3</sup> и пиковый КПД 97.1% (с учетом потерь во вспомогательных цепях).

## Доступность

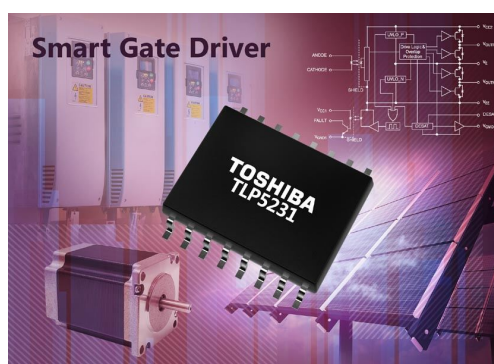
Микросхемы семейства EiceDRIVER 1EDN TDI доступны в стандартных 6-выводных корпусах SOT-23, а теперь – и в новом ультраминиатюрном 6-контактном корпусе TSNP.

## Toshiba анонсирует новый двухканальный изолированный драйвер IGBT/MOSFET

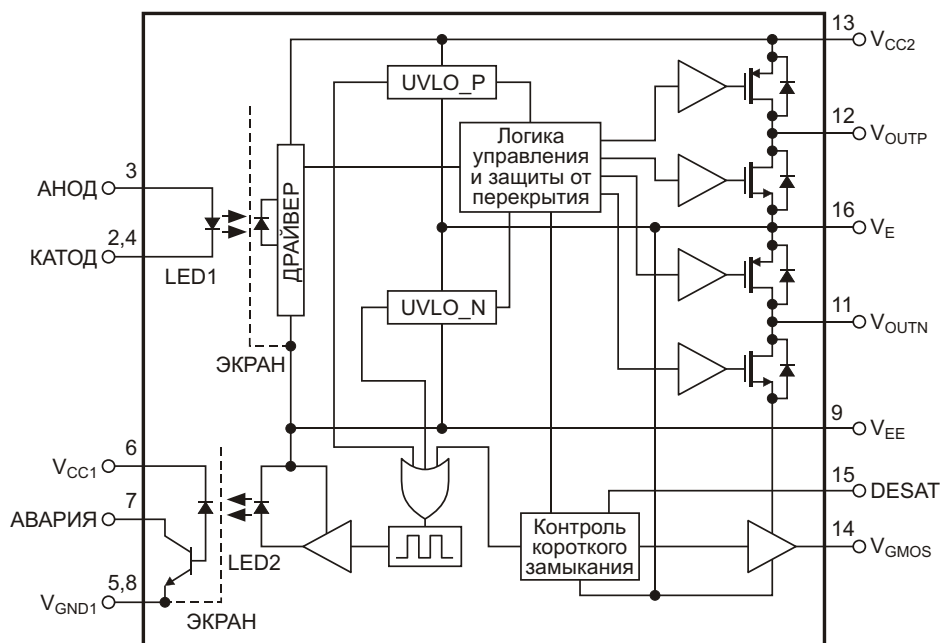
*Усовершенствованное устройство поддерживает комплексное обнаружение неисправностей для упрощения разработки схемы*

Toshiba Electronics Europe анонсировала новый драйвер затворов IGBT/MOSFET с набором дополнительных функций. Микросхема TLP5231 упростит задачи разработки широкого спектра приложений, включая промышленные инверторы, источники бесперебойного питания, стабилизаторы напряжения для солнечной энергетики и драйверы двигателей.

Преддрайвер микросхемы TLP5231 имеет пару выходов, предназначенных для управления внешними р- и n-канальными MOSFET, используемыми в качестве усилителей тока. Это обеспечивает широкий диапазон выбора MOSFET с различными допустимыми токами и означает, что размах сигналов, управляю-



щих затворами IGBT, может достигать напряжений шин питания. Драйвер может отдавать и принимать пиковые токи до 2.5 А и непрерывные токи до 1.0 А.



Внутренняя схема TLP5231.

В устройстве реализовано обнаружение перегрузки по току, основанное на измерении напряжения насыщения коллектор-эмиттер, а также блокировка при повышенном напряжении (UVLO). Оба события индицируются аварийным сигналом, выводимым на выход с открытым коллектором на первичной стороне. Эти возможности отсутствовали в существующих продуктах (таких как TLP5214 и TLP5214A) и их добавление в TLP5231 значительно облегчает процесс разработки схемы драйвера затворов.

Кроме того, схема измерения напряжения насыщения с помощью внешнего n-канального MOSFET может управлять временем плавного выключения после обнаружения

токовой перегрузки. Задержки распространения (как при переходе из низкого уровня в высокий, так и из высокого в низкий) составляют всего 100 нс.

Несмотря на крошечный корпус SO16L для поверхностного монтажа, в котором размещается TLP5231, напряжение изоляции прибора составляет 5000 В с.к.з., а толщина внутренней изоляции превышает 0.4 мм. Расстояния утечки по корпусу и между выводами составляют не менее 8.0 мм, делая прибор пригодным для использования в приложениях, критических с точки зрения безопасности.

Начались поставки нового устройства заказчикам.

## STMicroelectronics представляет инновационный контроллер синхронного выпрямителя для недорогих высокоэффективных адаптеров питания

STMicroelectronics представила новый контроллер синхронного выпрямителя вторичной стороны SRK1001, адаптивные функции которого минимизируют стоимость внешних компонентов, сокращают размеры схемы и упрощают конструирование адаптеров питания, зарядных устройств, розеток USB PD и источников питания осветительных приборов, основанных на обратноходовых топологиях.



В новой конструкции, оптимизированной для быстрого включения с минимальной задержкой, реализована инновационная адаптивная логика выключения, что максимально увеличивает время проводимости MOSFET синхронного выпрямителя для достижения наилучшего КПД с минимальными коммутационными потерями. В отличие от других контроллеров, предлагаемых на рынке, усовершенствованная конструкция SRK1001 не нуждается в схеме внешней кор-

рекции для компенсации эффектов паразитной индуктивности.

Кроме того, SRK1001 обеспечивает превосходный КПД преобразования при легких нагрузках, когда синхронное выпрямление уже не дает преимуществ. Устройство автоматически переходит в режим низкого потребления, когда период проводимости MOSFET по времени достигает запрограммированного минимума, или при обнаружении работы первичного контроллера в пульсирующем режиме. В этом режиме собственный ток потребления микросхемы составляет всего 160 мкА.

Еще одним преимуществом SRK1001 является универсальность, позволяющая использовать прибор в квазирезонансных преобразователях и в схемах со смешанным режимом непрерывной/ прерывистой проводимости (CCM/DCM) на фиксированных частотах до 300 кГц. Дополнительная надежность обеспечивается программируемым временем гашения после включения и выключения, защищающим от шумовых выбросов.

Микросхема, поддерживающая приложения с выходными напряжениями до 24 В и способная в режиме CCM стабилизировать напряжения от 2 В, имеет широкий диапазон входных напряжений от 4.5 В до 32 В. Для управления внешним N-канальным MOSFET синхронного выпрямителя выход микросхе-



мы способен отдавать ток до 1 А и принимать до 0.6 А.

Для отключения синхронного MOSFET и дистанционного запуска режима низкого потребления или для синхронизации отключения MOSFET во время работы в режиме ССМ предусмотрен специальный вывод запрета/ синхронизации. Имеется также вход контроля напряжения стока, позволяющий измерять напряжение сток-исток внешнего MOSFET до 185 В.

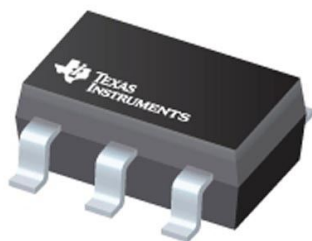
SRK1001 уже выпускается серийно в 8-выводном корпусе SO8 и в партиях из 1000 приборов продается по ценам, начинающимся \$0.33 от за штуку.



Оценочная плата адаптивного контроллера синхронного выпрямителя на основе SRK1001 для демонстрационной платы обратноходового преобразователя.

## Texas Instruments разработала высокоточный компаратор с интегрированным источником опорного напряжения

Texas Instruments (TI) разработала новый малопотребляющий высокоточный компаратор TLV4011 с интегрированным прецизионным источником опорного напряжения. Для создания регулируемого напряжения порога до 1.226 В к входу микросхемы могут быть подключены два внешних резистора.

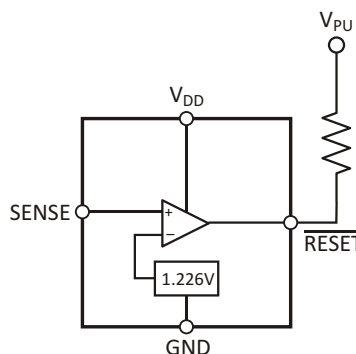


Сочетание заводской подстройки порога переключения и прецизионных параметров гистерезиса делают компаратор TLV4011 пригодным для контроля напряжения и тока в жестких, зашумленных средах, где медленные меняющиеся входные сигналы должны быть преобразованы в чистую цифровую форму. Точно так же подавляются короткие пики на входе, обеспечивая стабильное выходное напряжение без ложных срабатываний.

При включении питания, когда напряжение  $V_{DD}$  превысит 0.8 В, устанавливается активный уровень (низкий) сигнала  $\overline{RESET}$ . После этого TLV4011, контролируя входное напряжение, сохраняет низкий уровень  $\overline{RESET}$  до тех пор, пока напряжение остается

ниже порогового значения  $V_{IT}$ . Как только входное напряжение поднимается выше порога  $V_{IT}$ , сигнал  $\overline{RESET}$  снимается. Компараторы предназначены для систем с напряжениями питания 1.8 В, 3.3 В и 5 В.

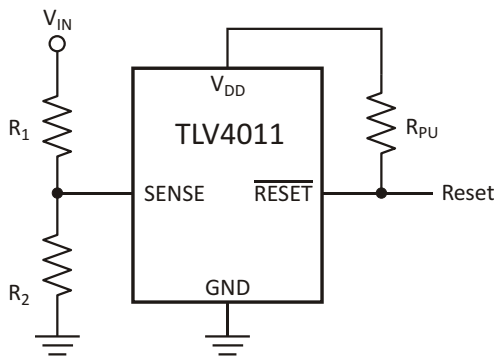
TLV4011 выпускается в 5-выводном корпусе SC-70 и сохраняет рабочие характеристики в диапазоне температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $85^{\circ}\text{C}$ .



Блок-схема TLV4011.

### Основные характеристики

- Регулируемые пороги с минимальным уровнем 1.226 В;
- Высокая точность порога переключения:  $\pm 1.5\%$ ;
- Потребляемый ток 3 мкА;
- Выход с открытым стоком;
- Диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $85^{\circ}\text{C}$ ;



Типовая схема включения.

- 5-выводной корпус SC-70 размером 2.00 мм × 1.25 мм.

### Области применения

- Счетчики электроэнергии;
- Автоматические размыкатели;
- Термостаты;
- Беспроводные электроинструменты.

TLV4011 уже продается со склада TI. При покупке не менее 1000 микросхем цена одного компаратора составляет \$0.35.

## В новейших инерциальных измерительных устройствах STMicroelectronics реализовала технологии искусственного интеллекта

Опыт STMicroelectronics (ST) в использовании процессорных ядер машинного обучения (machine-learning core – MLC) для обнаружения движения в промышленных и премиальных потребительских приложениях нашел применение в новейших 6-осевых инерциальных измерительных устройствах (IMU) ISM330DHCX и LSM6DSRX семейства iNEMO.

### High-performance iNEMO sensors with Machine Learning Core



С помощью технологий искусственного интеллекта MLC выполняет базовую предварительную обработку данных движения, используя примерно в 1000 раз меньше мощности, чем потребляет типичный микроконтроллер для выполнения такой же задачи. В результате IMU с этой интеллектуальной функцией может разгрузить главный микроконтроллер, обеспечивая более длительное время автономной работы, более низкую трудоемкость обслуживания и уменьшенные размеры и вес в контекстно-зависимых и чувствительных к движению устройствах.

После выпуска в прошлом году первого



коммерческого IMU, дополненного MLC, ST предоставляет возможность использования новых приборов LSM6DSRX и ISM330DHCX в премиальных потребительских и промышленных приложениях, таких как системы дополненной/ виртуальной реальности, средства управления дронами, системы навигационного счисления, оборудование позиционирования дисковых антенн, управление автотранспортными парками, устройства отслеживания грузовых контейнеров и динамические инклинометры для промышленных транспортных средств. Прибор потребительского класса LSM6DSRX содержит 3-осевой акселерометр и 3-осевой цифровой гироскоп с диапазоном измерения угловых скоростей, расширенным до ±4000 град/с, и уникальными температурными и временны-



ми характеристиками. Прибор промышленного класса ISM330DHCX с превосходной стабильностью, обеспечиваемой внутренней температурной компенсацией, рассчитан на работу в диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $105\text{ }^{\circ}\text{C}$  и будет оставаться в производственных планах компании в течение, как минимум, 10 лет.

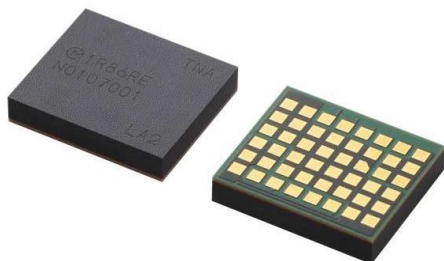
В каждом устройстве MLC взаимодействует с интегрированной логикой конечного автомата, способного выполнять простые повторяющиеся алгоритмы, подобные подсчету

числа шагов, ударов или вращений, при меньших затратах энергии, чем это возможно в микроконтроллере. Конечный автомат подаст сигнал на главный контроллер либо после обнаружения заданного количества событий, либо по истечении определенного времени.

Оба устройства уже выпускаются серийно. ISM330DHCX предлагается в 14-контактном пластиковом корпусе LGA и при заказе 1000 устройств продается по цене \$4.00 за штуку. Прибор потребительского уровня LSM6DSRX стоит \$3.50.

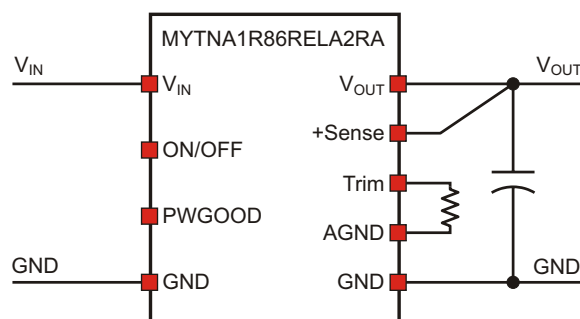
## Murata представила самый низкопрофильный в мире модуль 6-амперного понижающего регулятора

Murata представила самый низкопрофильный и самый эффективный в мире модуль законченного 6-амперного понижающего регулятора. Площадь нового устройства на 30%, а высота на 25% меньше, чем у ближайшего конкурирующего решения.



DC/DC преобразователь MYTNA1R86RELA2RA предназначен для локализованных к нагрузке 2-, 3-элементных и 12-вольтовых приложений, где важнейшими требованиями являются низкий профиль и малые размеры решения. Понижающий регулятор преобразует входные напряжения от 6.0 В до 14.4 В в напряжения в диапазоне от 0.7 В до 1.8 В при токе нагрузки до 6 А. В схеме преобразования входного напряжения 12 В в выходное напряжение 1.8 В КПД прибора превышает 90%.

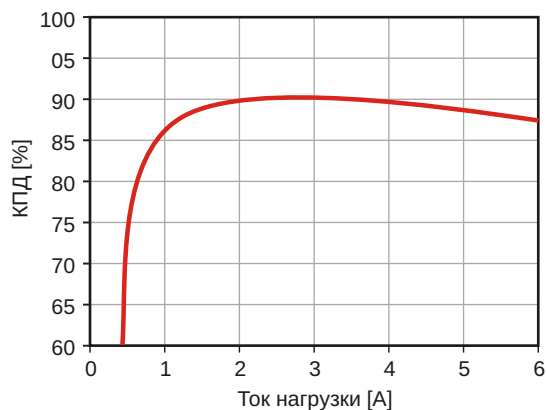
Модуль с размерами 9 мм × 10.5 мм × 2.1 мм содержит все необходимые пассивные компоненты, включая выходной сглаживающий конденсатор, обеспечивающие высокие динамические характеристики системы. Таким образом, для большинства приложений требуется меньше дополнительных внешних элементов. При существенно меньших



Упрощенная схема включения.

размерах, чем у конкурирующих продуктов, по значению КПД новое устройства превосходит их более чем на 10%. Сокращенное количество внешних компонентов позволяет примерно вдвое уменьшить площадь конечного решения по сравнению с любыми имеющимися на рынке альтернативными продуктами.

Благодаря уникальной архитектуре силовой части модуля, приблизительно в пять раз



Зависимость КПД от тока нагрузки.



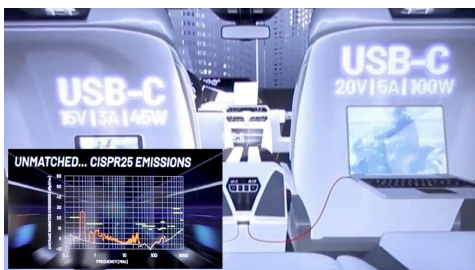
уменьшены входные пульсации, снижен уровень электромагнитных излучений и обеспечен широкий диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $+105^{\circ}\text{C}$  (с ограничением рабочих характеристик).

Перечень целевых рынков и приложений нового прибора включает телекоммуникаци-

онное оборудование, базовые станции, сетевые коммутаторы, маршрутизаторы, микросерверы, твердотельные накопители, карты PCIe и высокопроизводительные мобильные вычислительные платформы. Начало массового производства MYTNA1R86RELA2RA запланировано на 2 квартал 2020 года.

## Analog Devices выпустила 40-вольтовый понижающе-повышающий контроллер USB Type-C PD

Analog Devices выпустила новый контроллер синхронного понижающе-повышающего преобразователя с четырьмя ключами, оптимизированный для передачи энергии через порты USB-C автомобильного оборудования. При совместной работе с контроллером порта USB Type-C или USB PD микросхемы LT8253/LT8253A полностью совместимы с требованиями спецификации USB PD. С помощью вывода FB можно управлять скоростью нарастания выходного напряжения. LT8253 может отдавать в нагрузку до 100 Вт с пиковым КПД 98% и рабочей частотой ниже АМ диапазона. LT8253A отдает до 60 Вт при пиковом КПД 95%, работая на частотах выше АМ диапазона.



### Основные характеристики

- Один выход, поддерживающий порт Type-C с выходной мощностью до 100 Вт;
- Широкий диапазон входных напряжений от 4 В до 40 В;
- Синхронная коммутация, обеспечивающая КПД до 98%;
- Точность стабилизации выходного напряжения  $\pm 1.5\%$ ;
- Запатентованная понижающе-повышающая архитектура с низким уровнем электромагнитных излучений;
- Регулируемая частота переключения с внешней синхронизацией и расширенным спектром;
- Защита от перегрузки, повышенного напряжения и короткого замыкания;
- 28-контактный корпус QFN с паяемыми торцами выводов;
- Проходит процесс сертификации на соответствие требованиям стандарта AEC-Q100.

## ESS расширяет семейство своих USB ЦАП новой малопотребляющей СнК с потрясающим качеством звука

ESS устанавливает новый эталон для малопотребляющих высококачественных наушников с USB-C, аудио адаптеров и многого другого

ESS Technology анонсировала выпуск USB ЦАП, оптимизированного для низкого потребления мощности. Новая СнК ES9260, предназначенная для использования в наушниках и аудио адаптерах с высокими требованиями к качеству звука и времени воспроизведения, при аудиофильском качес-



тве звука потребляет меньшую мощность, чем другие конкурирующие решения.

СнК ES9260 построена на основе оптимизированного по мощности USB-контроллера, высокоэффективного аудио конвертера SABRE с технологией модуляции Hyper Stream II, способной обеспечивать лучшее в своем классе отношение сигнал/шум 123 дБ, и высококачественного усилителя для наушников. «ES9260 может превзойти своих конкурентов на нескольких фронтах, – сказал Шон Скарлетт (Shawn Scarlett), директор по маркетингу ESS Technology. – По сравнению с адаптерами, которые в настоящее время поставляются с ведущими смартфонами Android и iOS, ES9260 имеет более низкое энергопотребление, более широкий динамический диапазон, меньший уровень перекрестных помех, бóльшую выходную мощность. Это большая победа для всех, кто ожидает хорошего звука».

Потрясающее качество звука достигается благодаря внедрению нескольких новых технологий, помогающих в решении реально существующих проблем. В ES9260 реализована новая технология подавления нелинейных искажений, устраняющая остаточные искажения в системе и обеспечивающая суммарное значение гармоник и шума, равное –106 дБ. Перекрестные искажения также снижены с помощью новой схемы компенсации, которая улучшает характеристики гарнитуры, компенсируя общую землю в стандартных наушниках.

Решение представляет собой полностью интегрированную СнК с усилителем наушников, стабилизаторами напряжения и внутренним генератором. В самом деле, ES9260 не

требует никаких дополнительных активных компонентов, что позволяет создавать исключительно компактные и недорогие устройства. Микросхема упакована в 40-контактный корпус QFN размером 5 мм × 5 мм, который может быть легко размещен в корпусе разъема USB-C. Небольшие размеры делают этот прибор отличным выбором для использования в адаптерах USB-C или для непосредственного встраивания в USB-гарнитуры.

Малопотребляющее ядро USB 1.1 имеет пропускную способность аудио данных до 96 кГц при разрядности 24 бит, идеально отвечающая требованиям премиальных сервисов потокового аудио. Усилитель наушников с напряжением питания от 1.1 В превосходит своих конкурентов и с избытком обеспечивает мощность, необходимую для потребительских и аудиофильских гарнитур. Низкое энергопотребление позволяет использовать микросхему в устройствах, которые можно всегда оставлять подключенными к телефону пользователя, не беспокоясь о разряде аккумулятора.

«Представленные нами ранее USB ЦАП ES9281/9280 профессиональной серии с MQA рендерингом (MQA – Master Quality Authenticated), среднеквадратичным уровнем выходного сигнала 2 В и суммой общих гармонических искажений и шума –124 дБ задают высочайший стандарт характеристик и стали очень популярными среди меломанов и геймеров, – сказал Роберт Вонг (Robert Wong), вице-президент по продажам и маркетингу в ESS. – Добавление ES9260 к широкому ассортименту наших USB ЦАП обеспечивает доступ к высококачественному звуку для еще более широкого круга людей».

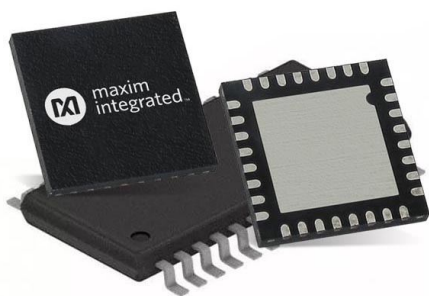
## В драйвере светодиодов Maxim объединила повышающий и понижающий преобразователи

*Автомобильный контроллер синхронного повышающего преобразователя с понижающим контроллером светодиодов оптимизирует 2-каскадные конструкции систем светодиодного освещения*

Maxim Integrated Products выпустила новое семейство микросхем для схем автоэлектроники. MAX25601A/B/C/D содержат контроллер синхронного повышающего преобразователя, за которым следует контроллер синхронного понижающего драйвера светодиодов. Диапазон входных напряжений повышающего контроллера от 4.5 В до 40 В

идеально подходит для автомобильных приложений. Фактически, этот контроллер служит предварительным повышающим регулятором для второго каскада микросхемы – понижающего контроллера светодиодов.

Синхронный повышающий преобразователь работает в режиме управления по току дросселя и для увеличения выходной мощ-



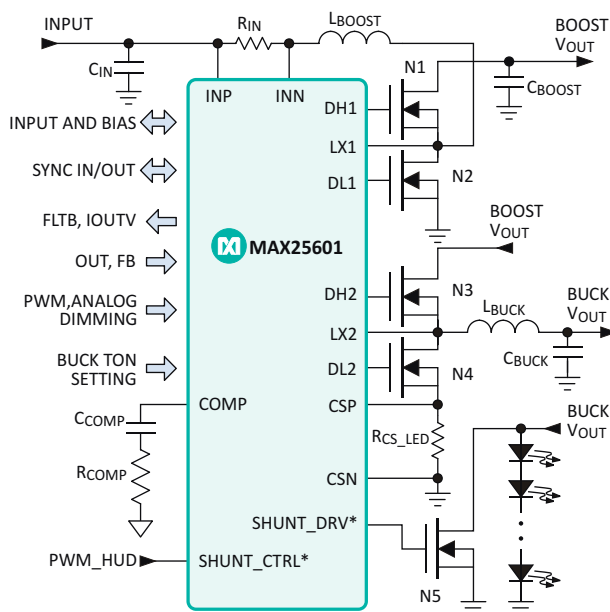
ности может включаться параллельно с другим устройством. Вывод SYNCOUT, предназначенный для управления выводом RT/SYNCIN другого устройства, позволяет организовать противофазную синхронизацию двух микросхем, работающих параллельно. Частота переключения повышающего преобразователя программируется в диапазоне от 200 кГц до 2.2 МГц. Для снижения уровня электромагнитных помех реализовано расширение спектра сигнала синхронизации. Внутренняя схема мягкого запуска с цифровым управлением обеспечивает плавность нарастания напряжения на понижающем выходе. Перечень функций безопасности включает пульсирующий режим, защиту от повышенного напряжения и отключение при перегреве кристалла.

В синхронном понижающем контроллере светодиодов используется запатентованная Maxim архитектура F3 – схема управления по среднему току, позволяющая регулировать ток дросселя на постоянной рабочей частоте без каких-либо цепей частотной коррекции. Ток дросселя измеряется в истоке нижнего n-канального MOSFET синхронного выпрямителя. Устройство работает в диапазоне входных напряжений от 4.5 В до 65 В на частоте переключения до 1 МГц. Имеется возможность как аналогового, так и ШИМ-регулирования яркости. Контролировать ток светодиодов можно на выводе IOUV.

Оба контроллера имеют драйверы затворов верхнего и нижнего плеча, способные отдавать и принимать пиковые токи не менее 1 А. Адаптивная логика контроля перекрытия защищает от сквозных токов при переходных процессах. Аварийные режимы повышающего и понижающего преобразователей индицируются сигналом на выходе FLT с низким активным уровнем.

Микросхемы MAX25601A/C впускаются в 32-контактных корпусах SWTQFN, а

MAX25601B/D – в 28-выводных корпусах TSSOP. 32-контактный корпус имеет дополнительный вывод, который может использоваться для переключения между дальним и ближним светом фар и в приложениях управления индикатором на лобовом стекле.



Упрощенная схема включения.

## Ключевые характеристики

- Высокий уровень интеграции, минимизирующий количество необходимых компонентов драйвера светодиодов, сокращающий требуемую площадь печатной платы и снижающий цену системы:
  - Широкий диапазон входных напряжений от 4.5 В до 40 В;
  - Широкий диапазон выходных напряжений повышающего преобразователя до 65 В;
  - Программируемая частота переключения для оптимизации размеров компонентов;
  - Возможность выбора внешних MOSFET в соответствии с величиной выходного тока;
  - Синхронное выпрямление, обеспечивающее высокий КПД и быструю реакцию на переходные процессы;
  - Режим управления понижающим преобразователем по среднему току дросселя, позволяющий исключить компоненты частотной коррекции;

- Большая глубина диммирования, обеспечивающая высокий коэффициент контрастности:
  - Аналоговое и ШИМ-диммирование;
  - ШИМ-регулятор, управляемый аналоговым напряжением;
- Защитные функции и широкий температурный диапазон, улучшающие надежность системы:
  - Защита от короткого замыкания, повышенного напряжения и перегрева;
  - Диапазон рабочих температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

## Области применения

- Адаптивное внешнее освещение:
  - Управление дальним и ближним светом фар, стоп-сигналами, указателями поворота;
  - Дневные ходовые огни;
  - Матричный свет;
  - Пиксельный свет;
  - Иные решения для адаптивного переднего света;
- Коммерческое, промышленное и архитектурное освещение.

## ABLIC анонсировала выпуск двухпроводных последовательных EEPROM с интегрированным датчиком температуры

Компания ABLIC анонсировала начало производства новых двухпроводных последовательных EEPROM S-34TS04L с интегрированным датчиком температуры и диапазоном рабочих напряжений от 1.7 В до 3.6 В. Память объемом 4 Кбит разбита на 2 страницы по 256 байт. Доступны функции страничной записи и последовательного чтения.

Микросхема S-34TS04L имеет интерфейс I<sup>2</sup>C с максимальной рабочей частотой 1.0 МГц.

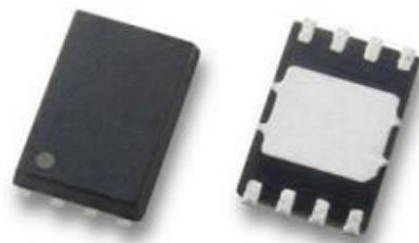
Программируемый режим отключения, который может быть установлен через шину I<sup>2</sup>C, позволяет существенно снизить потребление тока.

Кроме того, поддерживается функция таймаута SMBus, что делает микросхему оптимальным решением для твердотельных накопителей, обменивающихся данными по шине SMBus.

### Технические характеристики

#### Блок EEPROM

- Страничная запись: 16 байт;
- Последовательное чтение;
- Функция защиты от записи при низком напряжении питания;
- Индивидуальная программная защита от записи для каждого из четырех 128-байтных блоков;
- Ресурс записи  $10^6$  циклов на слово (при температуре  $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ );
- Время хранения данных 100 лет (при температуре  $+25\text{ }^{\circ}\text{C}$ );



- Объем памяти 4 Кбит;
- Начальное состояние при поставке: FFh.

#### Блок датчика температуры

- Типовая точность измерения:
  - $0.5\text{ }^{\circ}\text{C}$  (в диапазоне  $+75\text{ }^{\circ}\text{C}$  ...  $+95\text{ }^{\circ}\text{C}$ );
  - $1.0\text{ }^{\circ}\text{C}$  (в диапазоне  $+40\text{ }^{\circ}\text{C}$  ...  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ );
- Минимальная скорость считывания значенной температуры 8 выб/с;
- Возможность выбора ширины гистерезиса: без гистерезиса,  $1.5\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $3.0\text{ }^{\circ}\text{C}$ ,  $6.0\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

#### Общие

- Максимальное потребление тока:
  - 3.0 мкА (EEPROM в режиме ожидания, датчик температуры выключен);
  - 0.1 мА (EEPROM в режиме ожидания, датчик температуры активен);
  - 0.4 мА (EEPROM в режиме чтения, датчик температуры активен);
  - 2.0 мА (EEPROM в режиме записи, датчик температуры активен);
- Диапазон напряжений питания от 1.7 В до 3.6 В;

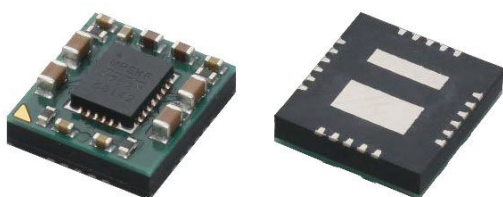


- Максимальная рабочая частота 1.0 МГц (при напряжении питания от 2.2 В до 3.6 В);
- Триггеры Шмитта и фильтры помех на входах SCL и SDA;

- Поддержка функция таймаута SMBus;
- Диапазон температур окружающей среды от  $-20\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$ ;
- Не содержит свинца (Sn 100%) и галогенов.

## Murata вдвое уменьшила размеры своих модульных DC/DC преобразователей

Murata представила новые модули серии MYW, пополнившие ее семейство DC/DC преобразователей MonoBK. Приборы, предназначенные для локализованных к нагрузке источников питания, имеют площадь на 50% меньшую, чем конкурирующие решения, и устанавливают новые стандарты размеров, КПД и характеристик. В высокоинтегрированных многоканальных DC/DC преобразователях Murata воплотила свои самые передовые технологии и опыт в области разработки и трехмерной интеграции силовых модулей и пассивных компонентов.



Модули серии MYW – это 4-канальные DC/DC преобразователи, содержащие все пассивные компоненты, включая дроссели, в крошечном корпусе с размерами 9.3 мм ×

× 9.0 мм × 2.9 мм. Устройства, работающие при входных напряжениях от 2.8 до 5.5 В, могут отдавать в нагрузку токи до 30 А, а их выходные напряжения программируются в диапазоне от 0.4 В до 3.58 В. Для большинства приложений требуется минимальное количество внешних компонентов.

Благодаря уникальной конструкции корпуса, модуль имеет исключительные тепловые характеристики и способен работать в температурном диапазоне от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+105\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Новые высокоэффективные модули понижающих преобразователей, основанные на синхронной топологии с фиксированной частотой переключения, имеют управляющий вход включения/выключения и выход сигнала «Питание в норме».

Первый прибор в серии – MYWGC3R53FFW92RAE – имеет цепи защиты от перегрузки по току, повышенного и пониженного напряжения и перегрева. К целевым приложениям относятся источники питания ПЛИС, процессоров и телекоммуникационных систем. В настоящее время разворачивается массовое производство новых модулей.

## MOSFET компании Nexperia стали еще меньше

*Простые в использовании корпуса для массового производства носимых устройств*

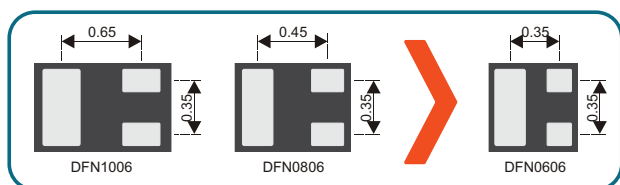
Nexperia выпустила серию MOSFET в ультраминиатюрных корпусах DFN0606, предназначенных для мобильных и портативных приложений, включая носимые устройства. Транзисторы имеют самые низкие для своих размеров значения сопротивлений открытых каналов и стандартный шаг выводов 0.35 мм, что упрощает процессы сборки печатных плат.

Новое семейство МОП-транзисторов PMN в корпусах DFN0606, имеющих размеры всего 0.62 × 0.62 мм, экономит более 36% площади платы по сравнению с компонента-

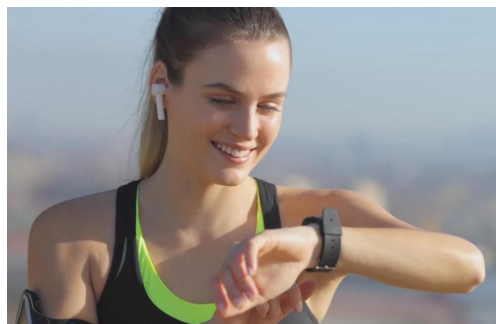


ми в корпусах предыдущего поколения DFN1006. Благодаря передовым технологи-

ческим процессам, новые устройства имеют самое низкое на рынке сопротивление открытого канала, по сравнению с конкурирующими устройствами сниженное более чем на 60%, отличные характеристики устойчивости к электростатическим разрядам и низкое пороговое напряжение затвор-исток, равное 0.7 В и являющееся важнейшим параметром для портативных приложений с низкими управляющими напряжениями.



Сэнди Ванг (Sandy Wang), менеджер по продуктам Nexperia, прокомментировал: «Носимые гаджеты последнего поколения продолжают раздвигать границы потребительских технологий. Эволюция смартфонов, умных часов, фитнес-трекеров и других инно-



вационных устройств стимулирует спрос на миниатюрные MOSFET, способные обеспечить высочайшие уровни характеристик и эффективности для поддержки постоянно расширяющегося списка сложных функций. Nexperia обладает мощными технологическими ресурсами и производственными мощностями для выпуска этих устройств, чтобы удовлетворить потребности самых взыскательных рынков».

В настоящее время потребителям доступны девять устройств серии PMH в корпусах DFN0606.

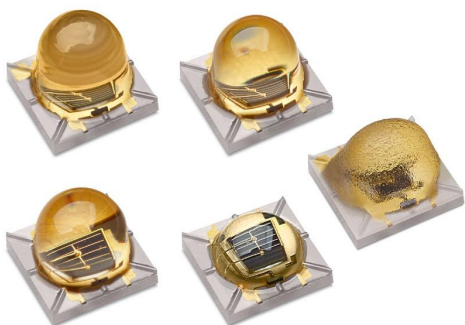
## Семейство ИК светодиодов Lumileds дополнено серией приборов с купольной линзой и импульсным током 5 А

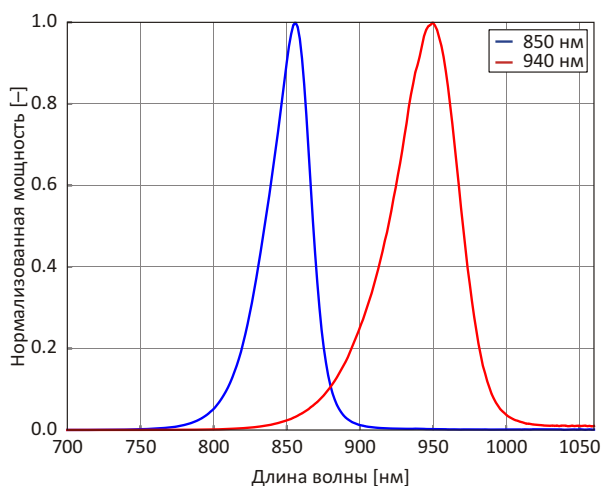
*Новые ИК светодиоды с рабочими токами 1.5 А и 5.0 А (в импульсе), увеличенным световым выходом и уменьшенным углом излучения*

Lumileds дополнила семейство ИК светодиодов LUXEON IR Domed Line новыми приборами со значительно увеличенными постоянными и импульсными рабочими токами – до 1.5 А и 5.0 А, соответственно. Новые приборы обеспечивают излучаемую мощность 1350 мВт на длине волны 850 нм или 1450 мВт на длине волны 940 нм. Эти новые ИК-светодиоды спроектированы так, чтобы

выдерживать более высокую мощность, позволяя получать четкое 3D изображение при использовании меньшего количества светодиодов в критических инфракрасных приложениях.

«Камеры наблюдения меньшего размера с более высоким разрешением имеют меньшую апертуру объектива и меньшие размеры пикселей в датчиках изображения. Для нормальной работы этим системам нужно больше света. Светодиоды LUXEON IR Domed Line повышенной мощности значительно увеличивают светоотдачу широкого спектра инфракрасных приложений, – сказал Элвин Йео (Alvin Yeoh), старший менеджер по маркетингу продукции в Lumileds. – Благодаря стандартному размеру корпуса 3.7 × 3.7 мм возможна прямая замена светодиодов в существующих конструкциях. Это позволит улучшить характеристики оборудования в





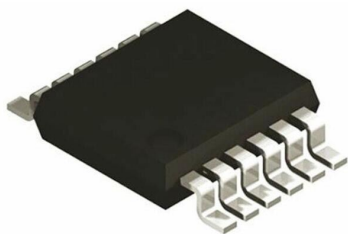
Зависимость выходной мощности от длины волны для светодиодов LUXEON IR Domed при токе 1000 мА и температуре перехода 25 °С.

таких приложениях, как биометрическая идентификация, гарнитуры виртуальной/дополненной реальности, машинное зрение и камеры наблюдения».

Новые приборы отличаются повышенной выходной мощностью и углом излучения 50°. Эти ИК светодиоды, наряду с приборами, имеющими углы излучения 60°, 90° и 150°, будут использоваться в приложениях сканирования с большой дальностью обнаружения и широким углом обзора, включая распознавание лиц в системах безопасности и контроля доступа. Используемый Lumileds корпус с низким тепловым сопротивлением (2.5 Вт/°С) эффективно отводит тепло от излучателя, позволяя создавать более компактные и надежные камеры, чем его конкуренты.

## Аналог Devices выпускает драйвер затворов с плавающими землями и программируемым значением мертвого времени

Аналог Devices выпустила новый драйвер затворов с плавающими землями. Микросхема LTC7060 управляет n-канальными MOSFET в полумостовой конфигурации при напряжениях питания до 100 В. Одной из особенностей микросхемы являются логические уровни входа ШИМ, не зависящие от напряжения питания. Уникальная плавающая архитектура делает выход драйвера затвора более стабильным и менее чувствительным к помехам по шине земли. Симметричная конструкция схемы позволяет коммутационному узлу полумоста инвертировать или не инвертировать логический уровень входного сигнала.



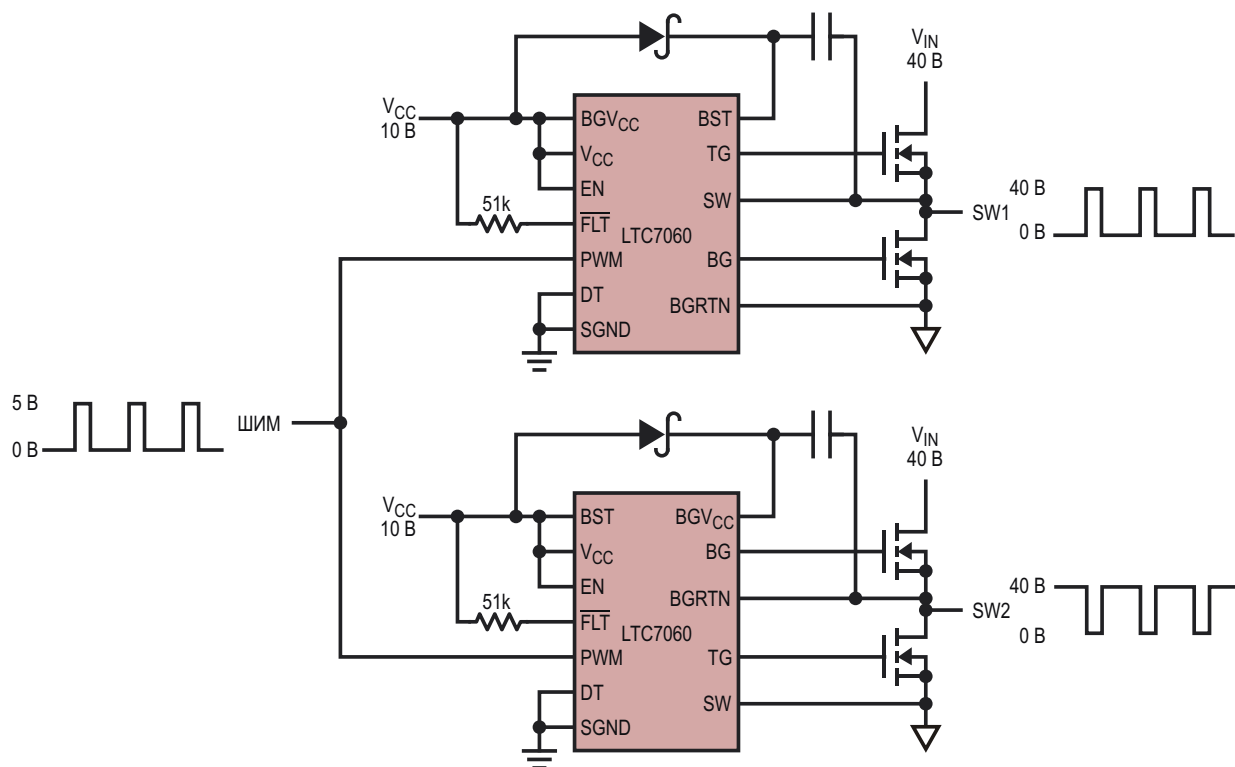
Благодаря низким сопротивлениям ключей нижнего и верхнего плеч, равным 0.8 Ом и 1.5 Ом, соответственно, мощные выходы легко управляют большими емкостями затворов высоковольтных MOSFET с очень малы-

ми временами переключения. Регулируемые времена задержек включения и выключения позволяют оптимизировать систему для повышения КПД и надежности. Адаптивная схема защищает MOSFET от сквозных токов.

Цепи блокировки при повышенном напряжении питания микросхемы или плавающего драйвера отключают соответствующие внешние MOSFET, а при пониженном напряжении устанавливают низкий уровень на выходе FLT.

### Технические характеристики

- Уникальная симметричная архитектура плавающих драйверов затворов;
- Высокая помехоустойчивость: допускается сдвиг уровней земель между входом и выходами на  $\pm 10$  В;
- Максимальное входное напряжение 100 В, не зависящее от напряжения питания микросхемы;
- Диапазон напряжений питания микросхемы от 6 В до 14 В;
- Диапазон напряжений драйвера затворов от 4 В до 14 В;
- Быстрое переключение, обеспечиваемое сопротивлениями ключей, равными 0.8 Ом для втекающего и 1.5 Ом для вытекающего тока;
- Адаптивная защита от сквозных токов;



Типовая схема включения.

- Программируемая величина мертвого времени;
- Вход ШИМ с тремя состояниями и входом разрешения;
- Блокировка при пониженном и повышенном напряжении питания микросхемы и при повышенном напряжении питания плавающих драйверов;
- Управление двумя n-канальными MOSFET;

- Индикатор неисправностей с открытым стоком;

### Области применения

- Автомобильные и промышленные системы питания;
- Системы питания телекоммуникационного оборудования;
- Полу- и полномостовые преобразователи.



# Как управлять импульсными преобразователями электрической энергии



*Александр Русу, Одесса, Украина*

**В** самом простейшем случае импульсный преобразователь содержит всего один управляемый элемент – транзистор, работающий в ключевом режиме. Чтобы изменить параметры электрической энергии, достаточно всего одного индуктивного элемента – дросселя, работающего по относительно простым физическим законам. Описание электрических и магнитных процессов в силовой части большинства схем не требует использования сложного математического аппарата – достаточно всего нескольких формул на основе простых математических операций. Все это создает иллюзию, что управление импульсным преобразователем также не должно быть сложным ни с аппаратной, ни с функциональной точки зрения.

И в некоторых случаях это действительно так. Например, контроллеры импульсных преобразователей на основе наиболее распространенного метода управления по напряжению просты для понимания и успешно работают в огромном количестве самых разнообразных устройств. Однако существует также и множество приложений, в которых этот метод не сможет обеспечить требуемое качество выходного напряжения, и в них приходится

использовать контроллеры других типов. Все это приводит к тому, что современному специалисту в области силовой электроники необходимо четко понимать все особенности управления процессом импульсного преобразования, ведь неправильно выбранный контроллер может стать причиной не только нестабильной работы всего устройства, но и выхода из строя дорогих компонентов, питаемых этим узлом.

Анализ некоторых вопросов, связанных с управлением импульсными преобразователями, уже проводился на страницах журнала «РадиоЛоцман». Например, в [1] было показано, что для минимизации размеров и массы индуктивных элементов магнитопровод накопительного дросселя должен работать в граничном режиме. В [2] были получены основные соотношения, связывающие входное и выходное напряжение в силовой части. А в [3] были рассмотрены причины появления переходных процессов в силовой части и показано, что теоретически от них можно полностью избавиться. Значит, настала пора связать это все воедино и разобраться с основными принципами управления импульсными преобразователями электрической энергии.

## Несколько слов о классификации методов управления

Многие авторы, рассматривая этот вопрос, обычно начинают приблизительно так: «Существует два типа методов управления: с фиксированной частотой и гистерезисные...». Но мой личный опыт показал, что в вопросах импульсного преобразования любая классификация почему-то больше вредит, чем приносит пользы. Только сломав внутри себя все рамки, сформированные в процессе изучения книг и статей, я смог докопаться до сути физических процессов, происходящих в силовой части, после чего стало понятно, что все преобразователи работают почти одинаково.

Именно поэтому классификацию методов управления лучше всего свести к перечислению их названий с описанием специфических особенностей и рекомендуемой области применения. Более глубокая систематизация в любой момент может оказаться напрасно проделанной работой, хотя бы потому, что всегда может появиться какой-нибудь новый комбинированный метод управления, разрушающий своим существованием всю «скрупулезно классифицированную вселенную».

Поэтому более полезным, с точки зрения автора, является понимание энергетических процессов, происходящих в силовой части в тех или иных ситуациях. Хотя бы потому, что, во-первых, они одинаковы для любой схемы, а во-вторых, без их понимания многие вопросы из серии «а зачем надо было так усложнять контроллер?» останутся без ответа.

## Общий принцип управления процессом импульсного преобразования

При использовании импульсного способа преобразование электрической энергии происходит «по частям» – порциями величиной  $W_{\text{ИМП}}$ . Если за некоторый период времени  $T_{\text{ПР}}$

происходит  $N_{\text{ИМП}}$  циклов преобразования, то через схему будет проходить энергия с некоторой скоростью  $P_{\text{ПР}}$ , называемой преобразуемой мощностью:

$$P_{\text{ПР}} = \frac{1}{T_{\text{ПР}}} \sum_{i=1}^{N_{\text{ИМП}}} W_{\text{ИМП}i} \quad (1)$$

Значение  $P_{\text{ПР}}$  чаще всего отличается от выходной мощности преобразователя  $P_{\text{ВЫХ}}$  [4]. Существуют схемы, например, понижающая и повышающая, в которых физически преобразуется лишь небольшая часть электрической энергии ( $P_{\text{ПР}} < P_{\text{ВЫХ}}$ ). При использовании трансформаторов преобразуемая мощность может очень сильно отличаться от  $P_{\text{ВЫХ}}$  и быть неодинаковой для дросселей и для трансформаторов. А есть схемы, например, обратногохода, где через магнитное поле дросселя проходит вся энергия и  $P_{\text{ПР}} = P_{\text{ВЫХ}}$ . В любом случае мощности  $P_{\text{ПР}}$  и  $P_{\text{ВЫХ}}$  всегда связаны между собой.

В общем случае, в каждом цикле преобразования через силовую часть может проходить разное количество энергии ( $W_{\text{ИМП}i}$

$\text{const}$ ) (Рисунок 1а). То же самое касается и продолжительности одного цикла – одно и то же количество энергии  $W_{\text{ИМП}i}$  может преобразовываться за разное количество времени. Циклы преобразования могут следовать один за другим без пауз, но между ними также могут быть и промежутки времени, в общем случае, также неодинаковые.

Но формула (1) остается справедливой в любой ситуации, поэтому если известно, сколько энергии было преобразовано в каждом цикле  $W_{\text{ИМП}i}$ , то всегда можно определить, сколько энергии прошло через силовую часть преобразователя за произвольное время  $T_{\text{ПР}}$ . Но на практике чаще всего нужно решать обратную задачу: определять значения  $W_{\text{ИМП}}$  и  $N_{\text{ИМП}}$  по известной потребности в энергии  $P_{\text{ПР}} T_{\text{ПР}}$ .

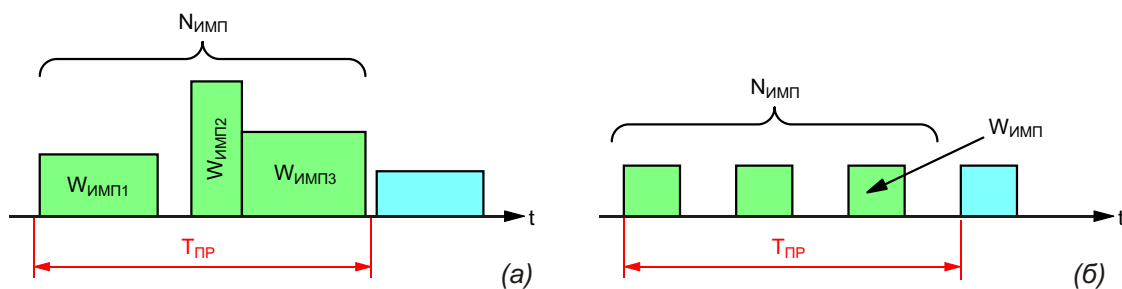


Рисунок 1. Варианты преобразования электрической энергии импульсным способом.

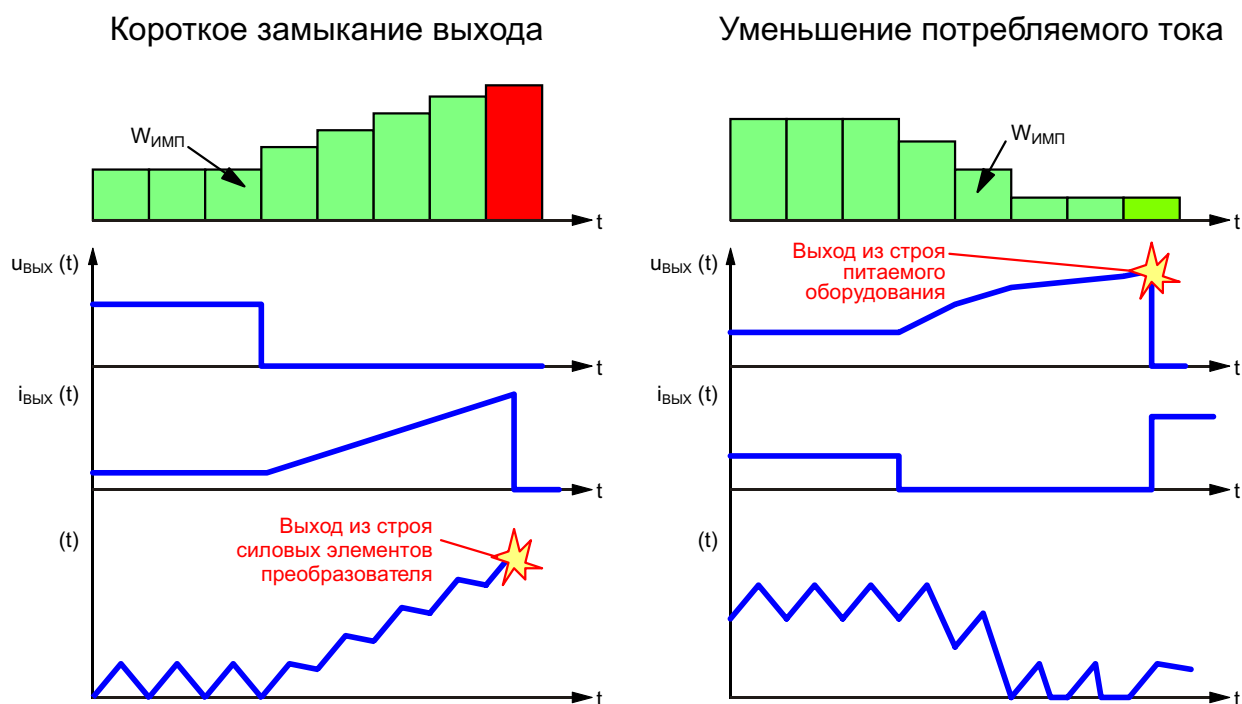


Рисунок 2. Возможные варианты работы преобразователя при переходных процессах.

Очевидно, что выполнять расчеты, когда в каждом цикле преобразовывается разное количество энергии ( $W_{ИМП} \neq const$ ), крайне неудобно, поэтому обычно принимается, что количество преобразуемой энергии в каждом цикле одинаково ( $W_{ИМП} = const$ ) (Рисунок 1б). В этом случае формула (1) значительно упрощается:

$$P_{ПР} = \frac{N_{ИМП} W_{ИМП}}{T_{ПР}} \quad (2)$$

Однако тут неопытных разработчиков может ждать неприятный сюрприз. Дело в том, что даже если в квазиустановившемся режиме количество преобразуемой энергии постоянно, то во время переходных процессов оно практически всегда разное. Если это не учитывать, то всегда может возникнуть ситуация, когда  $W_{ИМП}$  по разным причинам превысит максимально допустимое значение, то есть схема попытается преобразовать энергии больше, чем физически может обработать (Рисунок 2). Также возможна ситуация, например, при уменьшении тока нагрузки, когда  $W_{ИМП}$  может уменьшаться, но при этом количество запасенной энергии в других накопителях, например, в выходном конденсаторе, может достигнуть опасных уров-

ней [5]. И в том и другом случае это может привести к катастрофе, поэтому формулу (2) следует использовать очень осторожно и всегда помнить, что она является не более чем частным случаем формулы (1) и получена при определенных допущениях.

### Особенности управления преобразователем при изменении выходного тока

В теории импульсного преобразования уже давно стало традицией вместо количества циклов преобразования  $N_{ИМП}$  за период  $T_{ПР}$  использовать понятие «частота переключений» (Switching Frequency) или частота преобразования  $f_{ПР} = N_{ИМП}/(T_{ПР} = 1 \text{ с})$ . В этом случае формула (2) становится еще проще:

$$P_{ПР} = f_{ПР} W_{ИМП} \quad (3)$$

Такая подмена вполне допустима, особенно при расчетах в режиме максимальной мощности, однако при уменьшении выходного тока могут происходить совершенно разные сценарии работы, при которых формула (3) станет некорректна. То есть область применения формулы (3) еще меньше, чем у формулы (2). И, конечно же, не нужно путать час-

тоту переключений силовой части и количество преобразований – это абсолютно разные вещи, хоть их численное значение часто и совпадает.

Рассмотрим это на примере. Пусть преобразователь в режиме максимальной мощности работает с частотой переключений  $f_{\text{ПР}} = 100$  кГц, преобразовывая в каждом цикле  $W_{\text{ИМП}} = 1$  мДж. Если пауз между циклами нет, то его преобразуемая мощность будет равна:

$$P_{\text{ПР}} = f_{\text{ПР}} W_{\text{ИМП}} = 100 \cdot 10^3 \cdot 1 \cdot 10^{-3} = 100 \text{ Вт.}$$

В общем случае, потребность нагрузки в электрической энергии может уменьшиться до нуля и даже стать отрицательной (когда из нагрузки нужно забирать определенное количество энергии) [5]. В любом случае, при снижении мощности нагрузки необходимо уменьшать либо количество преобразуемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$ , либо количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$ , либо оба эти параметра одновременно.

Количество энергии, преобразуемой за один цикл, определяется параметрами магнитного потока дросселя:

$$W_{\text{ИМП}} = \frac{1}{2} A_L \Delta B^2; \quad (4)$$

где

$\Delta B$  и  $\Delta t$  – соответственно, среднее значение и изменение магнитного потока на первом интервале преобразования;

$A_L$  – конструктивный параметр магнитопровода, обычно используемый при расчете индуктивности.

В режиме максимальной мощности преобразователь может работать либо в безразрывном режиме (Continuous Conduction Mode), когда среднее значение магнитного потока больше, чем половина значения его размаха ( $\Delta B_{\text{ср}} > 0.5 \Delta B$ ), либо в граничном режиме (Boundary Mode), когда оно равно ему ( $\Delta B_{\text{ср}} = 0.5 \Delta B$ ) (Рисунок 3). Исследования [1] показывают, что при работе в граничном режиме магнитопровод дросселя имеет минимально возможный объем, однако в этом режиме потери при преобразовании могут быть больше. На практике успешно применяются оба этих метода. В этой же статье показано, что использование разрыв-

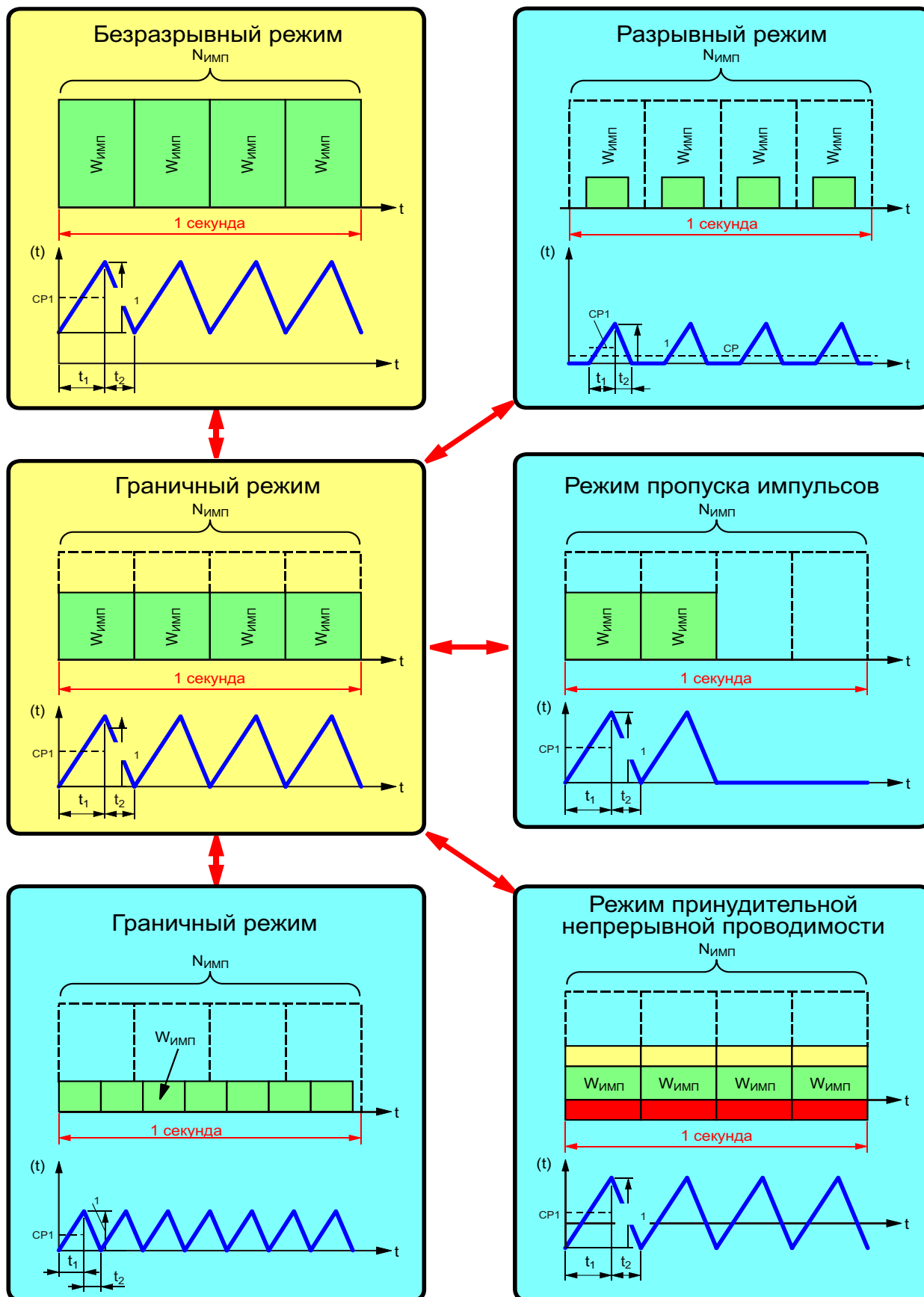
ного режима (Discontinuous Conduction Mode) ( $\Delta B_{\text{ср}} = 0.5 \Delta B < \Delta B$ , где  $\Delta B_{\text{ср}}$  – среднее значение магнитного потока) или режима принудительной непрерывной проводимости (Forced Continuous Conduction Mode) ( $\Delta B_{\text{ср}} < 0.5 \Delta B$ ) не является признаком хорошо спроектированной силовой части, поэтому эти режимы на практике используются только в режиме малых нагрузок.

Если при 100% мощности силовая часть работает в безразрывном режиме, то количество преобразуемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$  вначале обычно уменьшается за счет уменьшения среднего значения магнитного потока  $\Delta B_{\text{ср}}$  без изменения амплитуды его колебаний  $\Delta B$  (почему нежелательно изменять  $\Delta B$  – станет понятно чуть позже) и количества циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$ . Однако рано или поздно преобразователь перейдет в граничный режим, когда  $\Delta B_{\text{ср}} = 0.5 \Delta B$ .

При дальнейшем снижении тока нагрузки контроллер может перейти в разрывной режим, при котором уменьшаются как  $\Delta B_{\text{ср}}$ , так и  $\Delta B$ . При этом равенство  $\Delta B_{\text{ср}} = 0.5 \Delta B$  остается верным, однако, в отличие от граничного режима, среднее значение магнитного потока за период  $\Delta t$  в разрывном режиме будет меньше, чем среднее значение магнитного потока на первом этапе преобразования  $\Delta B_{\text{ср1}}$  ( $\Delta t < \Delta t_1$ ), в то время как во всех остальных режимах эти два значения равны. При уменьшении значений магнитного потока в соответствии с (4) происходит уменьшение количества преобразуемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$ , при этом количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$  и частота переключений силовых ключей  $f_{\text{ПР}}$  остаются неизменными. В конечном итоге, когда нагрузка вообще «откажется» потреблять энергию (при  $P_{\text{ПР}} = 0$ ), контроллер совсем перестанет открывать транзистор, и это приведет к одновременному обнулению  $W_{\text{ИМП}}$  и  $N_{\text{ИМП}}$ .

Другим вариантом развития событий при уменьшении тока нагрузки является переход в режим пропуска импульсов. В этом режиме количество преобразуемой за один цикл энергии  $W_{\text{ИМП}}$  может не измениться, а уменьшение преобразуемой мощности будет происходить только за счет изменения  $N_{\text{ИМП}}$ . В конечном итоге при  $P_{\text{ПР}} = 0$  преобразование вообще прекратится до момента возникновения потребности в пополнении энергии в выходных цепях. Обратите внимание, что в этом





- Режимы легких нагрузок
- Режимы нормальной мощности

Рисунок 3. Варианты поведения преобразователя при изменениях тока нагрузки.

режиме частота переключений  $f_{\text{ПР}}$  и количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$  могут не совпадать. Как показано на Рисунке 3, при уменьшении нагрузки контроллер может выполнить несколько циклов преобразования с частотой  $f_{\text{ПР}}$  и после этого отключиться, причем на длительное время. Поэтому в режиме пропуска импульсов формулу (3) использовать нельзя, да и формула (2), скорее всего, тоже будет некорректна.

Еще одним вариантом реакции контроллера на уменьшение тока нагрузки является переход в режим принудительной непрерывной проводимости. Ключевым преимуществом этого режима является полный контроль над величиной выходного напряжения, очень трудно реализуемый при использовании других режимов работы из-за уменьшения времени открытого состояния ключа (из-за конечного времени переключения транзисторов и диодов их просто невозможно включать на сколь угодно малое время). В режиме принудительной непрерывной проводимости длительности первого  $t_1$  и второго  $t_2$  этапов преобразования остаются неизменными, также остаются неизменными количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$ , частота переключений  $f_{\text{ПР}}$  и размах пульсации магнитного потока  $\Delta B$ . Регулировка мощности при этом происходит за счет уменьшения  $U_{\text{CP1}}$ , но весьма оригинальным способом. В этом режиме внутри преобразователя появляется реактивная мощность, поскольку часть энергии начинает перемещаться дросселем между входными и выходными конденсаторами (более подробно эти процессы рассмотрены в [5]). На Рисунке 3 эта энергия изображена желтым (перемещаемая с входного конденсатора в выходной) и красным (перемещаемая в обратном направлении) цветами. Несмотря на то, что преобразование реактивной мощности ухудшает КПД, в некоторых случаях, например, при преобразовании параметров переменного напряжения, такой режим является единственно возможным режимом работы при малых токах нагрузки.

Однако при уменьшении тока нагрузки никто не запрещает одновременно изменять и количество преобразуемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$ , и количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$ . Преобразователь при этом может продолжать работать в граничном режиме как наиболее оптимальном и простом с технической точки зрения.

Обратите внимание, что в этом режиме количество циклов преобразования  $N_{\text{ИМП}}$  увеличивается, в то время как значения  $W_{\text{ИМП}}$  и  $P_{\text{ПР}}$  уменьшаются. Противоречия тут никакого нет, поскольку количество запасаемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$  имеет квадратичную зависимость от длительности первого этапа преобразования  $t_1$ . В этом случае уменьшение  $t_1$  в 2 раза приведет к уменьшению  $W_{\text{ИМП}}$  в 4 раза, поэтому при увеличении  $N_{\text{ИМП}}$  (из-за уменьшения  $t_1$ ) преобразуемая мощность  $P_{\text{ПР}}$  все равно будет уменьшаться.

Однако в использовании этого метода управления при дальнейшем уменьшении выходного тока возникают те же проблемы, что и в большинстве остальных случаев (кроме перехода в режим принудительной непрерывной проводимости) – конечное время переключения силовых полупроводниковых приборов не позволит бесконечно увеличивать  $N_{\text{ИМП}}$ . Поэтому рано или поздно наступит момент, когда контроллер начнет блокировать процесс преобразования.

Таким образом, при изменении тока нагрузки существует несколько вариантов управления силовой частью: от самого простого «ничего-не-делания» при работе в безразрывном режиме с переходом в режим принудительной непрерывной проводимости (в этих режимах изменение  $W_{\text{ИМП}}$  происходит автоматически без участия контроллера) до сложных методов, требующих контроля каждого цикла преобразования.

### Особенности управления преобразователем при изменении входного напряжения

Однако не следует забывать, что кроме выходного тока в системе есть еще один возмущающий фактор – входное напряжение. Входное напряжение никогда «не подходит» нагрузке и требует изменения, ведь именно для этого большинство преобразователей и создаются. Связь между входным и выходным напряжениями преобразователя определяется на основании закона Фарадея [2]:

$$U_2 = U_1 \frac{N_2 t_1}{N_1 t_2}; \quad (5)$$

где

$U_2$  – напряжение, приложенное на втором этапе преобразования к активной обмотке с числом витков  $N_2$ ;

$t_2$  – длительность второго этапа преобразования.

Величины  $U_1$  и  $U_2$  определяются напряжениями на входе  $U_{ВХ}$  и выходе  $U_{ВЫХ}$  преобразователя [2, 4]. Для некоторых схем, например, для обратноточковой,  $U_1 = U_{ВХ}$  и  $U_2 = U_{ВЫХ}$ . Однако в общем случае они могут отличаться, например, для понижающей схемы  $U_1 = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ , а для повышающей  $U_2 = U_{ВЫХ} - U_{ВХ}$ . В любом случае, из формулы (5) следует, что выходное напряжение зависит от соотношения длительностей этапов преобразования  $t_1/t_2$ .

Схема управления полностью контролирует длительность первого этапа преобразования  $t_1$ , а вот с длительностью второго этапа  $t_2$  не все однозначно. Дело в том, что в момент окончания первого этапа  $t_{1\_КОН}$  в дросселе обычно оказывается некоторое количество энергии, зависящее от величины магнитного потока  $\Phi_{1\_КОН}$ . После начала второго этапа преобразования эта энергия с некоторой скоростью начинает перемещаться в конденсатор выходного фильтра. Скорость перемещения этой энергии зависит от нескольких факторов, однако, используя закон Фарадея, можно определить время  $t_{ВОЗВР}$ , за которое вся энергия из дросселя переместится в конденсаторы фильтра:

$$t_{ВОЗВР} = \frac{\Phi_{1\_КОН} N_2}{U_2} \quad (6)$$

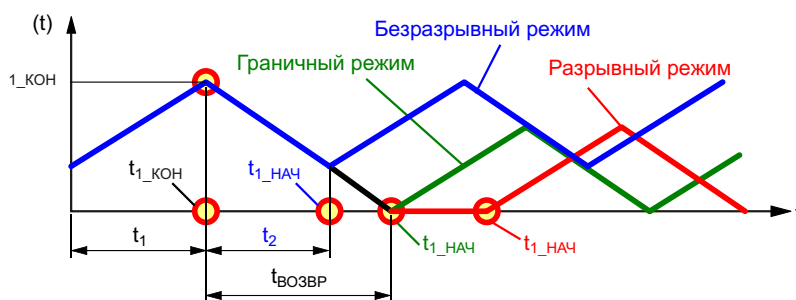
Если схема управления начнет новый цикл преобразования раньше (в момент времени  $t_{1\_НАЧ}$ ), чем «разрядится» дроссель ( $t_{ВОЗВР} > t_{1\_НАЧ} - t_{1\_КОН}$ ), то преобразователь будет работать в безразрывном режиме, длительность  $t_2$  будет полностью контролируемой ( $t_2 = t_{1\_НАЧ} - t_{1\_КОН}$ ), а выходное напряжение – управляемым (Рисунок 4).

Однако если время, необходимое для передачи накопленной энергии, окажется меньше, чем время между двумя коммутациями транзистора ( $t_{ВОЗВР} < t_{1\_НАЧ} - t_{1\_КОН}$ ), то тут снова могут быть варианты. Если на втором этапе преобразования обеспечить протекание тока обмоток дросселя в двух направлениях, например, при использовании в качестве второго ключа управляемого MOSFET, то преобразователь сможет перейти в режим принудительной непрерывной проводимости (Forced Continuous Conduction Mode) при котором  $W_{ИМП} = 0$  и  $N_{ИМП} = 0$ . При этом длительность второго этапа преобразования  $t_2$  будет полностью контролируема, и контроллер сможет обеспечить нужное соотношение  $t_1/t_2$ , а, следовательно, и выходное напряжение, при любом токе нагрузки. Работа в этом режиме позволит также сохранить без изменений количество циклов преобразования  $N_{ИМП}$  и частоту переключений транзистора.

Но если в качестве второго ключа используется неуправляемый диод, то в момент времени  $t_{ВОЗВР}$  он закроется, и второй этап на этом закончится. В этом случае длительность второго этапа преобразования ( $t_2 = t_{ВОЗВР} < t_{1\_НАЧ} - t_{1\_КОН}$ ) станет неконтролируемой, и контроллеру, для того, чтобы поддерживать выходное напряжение в заданных пределах, придется определять длительность второго этапа преобразования и изменять длительность  $t_1$  таким образом, чтобы соотношение  $t_1/t_2$  оставалось неизменным.

Ситуация усложняется еще и тем, что от длительности первого этапа преобразования зависит количество преобразуемой энергии  $W_{ИМП}$ , поскольку, согласно закону Фарадея:

$$W_{ИМП} = \frac{U_1}{N_1} t_1 \quad (7)$$



Для граничного и разрывного режимов  $t_2 = t_{ВОЗВР}$

**Рисунок 4.** Длительности этапов преобразования при различных режимах работы.

Поэтому в разрывном режиме любое изменение  $t_2$  потребует изменения  $t_1$ , которое, в свою очередь приведет к изменению  $t_2$  и снова потребует коррекции  $t_1$  и так далее. Именно поэтому разрывный режим работы является очень сложным для анализа, и многие авторы деликатно умалчивают о его существовании.

Кстати, формула (7) открывает еще один неприятный момент. При изменении входного напряжения необходимо изменять соотношение  $t_1/t_2$ , однако это практически всегда приведет к изменению режима работы дросселя. Несмотря на то, что количество преобразуемой энергии  $W_{\text{ИМП}}$  останется неизменным (ведь  $W_{\text{ИМП}}$  не зависит от входного напряжения, а определяется лишь током нагрузки), его компоненты ( $U_{\text{CP1}}$  и  $I_1$ ) в большинстве случаев будут другими.

## Заключение

Как видно из проведенного анализа, все параметры импульсного процесса преобразования являются взаимозависимыми, и один и тот же результат – требуемый уровень выходного напряжения при заданном токе нагрузки и напряжении на входе – может достигаться совершенно разными способами. Особенно сложными являются переходные процессы, происходящие при изменении

входного напряжения или выходного тока. Именно поэтому количество типов контроллеров намного превосходит количество типов преобразователей. Более того, одна и та же схема силовой части с разными контроллерами может иметь совершенно разные технические характеристики.

Очевидным следующим шагом изучения особенностей управления процессом импульсного преобразования является изучение конкретных типов контроллеров. Однако объем журнальной статьи, к сожалению, ограничен, поэтому этот вопрос будет обязательно рассмотрен в одной из ближайших публикаций, посвященных этой теме. **РЛ**

## Список источников

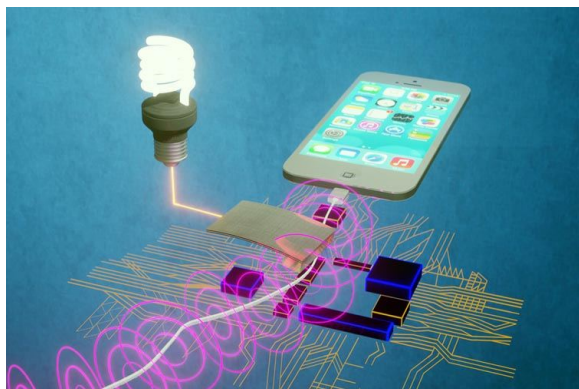
1. Русу А.П. [В каком режиме должен работать магнитопровод дросселя импульсного преобразователя?](#)
2. Русу А.П. [Почему обмотки дросселя обратного преобразователя могут иметь разное число витков](#)
3. Русу А.П. [Откуда появляются переходные процессы в импульсных преобразователях электрической энергии](#) // РадиоЛоцман – 2020. – №3. – С.26 – 34.
4. Русу А.П. [Откуда появились базовые схемы преобразователей](#)
5. Русу А.П. [Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку](#)



# Неиспользуемый источник энергии питает интеллектуальные сенсорные сети

Matthew Carroll

Университет штата Пенсильвания



Команда ученых разработала новый механизм, позволяющий собирать энергию магнитного поля рассеяния и превращать ее в полезное, используемое электричество. (Рисунок: Kai Wang).

Электричество, которое освещает наши дома и приводит в действие наши бытовые приборы, также создает небольшие магнитные поля, присутствующие вокруг нас. Ученые разработали новый механизм, способный собирать эту напрасно пропадающую энергию магнитного поля и преобразовывать ее в электричество, количества которого достаточно для питания беспроводных сенсорных сетей Интернета вещей следующего поколения в интеллектуальных домах и на фабриках.

«Магнитные поля являются точно таким же источником бесплатной энергии, как и энергия солнечного света, которую мы пытаемся собирать, – сказал Шашанк Прия

(Shashank Priya), профессор материаловедения и инженерии и заместитель вице-президента по исследованиям Пенсильванского университета. – Эта вездесущая энергия присутствует в наших домах, офисах, на рабочих местах и в автомобилях. Она повсюду, и у нас есть возможность собрать этот фоновый шум и преобразовать его в полезное электричество».



Профессор Шашанк Прия.  
(Фото: Университет штата Пенсильвания).

Команда, возглавляемая учеными Пенсильванского колледжа, разработала устройство, обеспечивающее выходную мощность, в четыре раза большую, чем позволяют другие

современные технологии при работе со слабыми магнитными полями, подобными тем, что присутствуют в наших домах и зданиях.

По словам ученых, эта технология важна для проектирования интеллектуальных зданий, которым потребуются беспроводные сенсорные сети с автономным питанием для решения таких задач, как контроль энергопотребления и режимов работы, а также реализация систем дистанционного управления.

«Известно, что если в зданиях автоматизировано множество функций, можно значительно повысить эффективность использования энергии, – сказал Прия. – Здания являются одним из крупнейших потребителей электроэнергии в Соединенных Штатах. Поэтому снижение потребления энергии даже на несколько процентов может транслироваться в мегаватты экономии. Датчики – это то, что позволит автоматизировать эти объекты управления, и эта технология является реалистичным способом питания таких датчиков».

Исследователи разработали устройства толщиной с лист бумаги и длиной порядка 4 см, которые можно размещать на бытовых приборах или рядом с ними, в источниках света или на шнурах питания, где магнитные поля наиболее сильны. По словам ученых, эти поля быстро ослабевают по мере удаления от проходящего электрического тока.

Если устройство расположено в 4 дюймах от электрообогревателя, оно вырабатывает электроэнергию, которой достаточно для питания матрицы из 180 светодиодов, а в

8 дюймах – для питания цифрового будильника. О результатах своих исследований ученые сообщили в журнале *Energy and Environmental Science*.

«Эти результаты значительно приближают нас к созданию устойчивого энергообеспечения интегральных датчиков и систем беспроводной связи», – сказал Мин Гю Канн (Min Guu Kang), доцент Университета штата Пенсильвания и соавтор исследования.

Ученые использовали комбинированную структуру, соединив вместе два разных материала. Один из этих материалов является магнитострикционным; он преобразует магнитное поле в механическое напряжение, а другой, пьезоэлектрический, преобразует деформации или вибрации в электрическое поле. Эта комбинация позволяет устройству превращать магнитное поле в электрический ток.

Устройство имеет структуру балочного типа, один конец которой зажат, а другой свободно вибрирует в ответ на приложенное магнитное поле. Ученые утверждают, что магнит, установленный на свободном конце балки, усиливает движение и способствует увеличению выработки электроэнергии.

«Прелесть этого исследования состоит в том, что в нем используются хорошо известные материалы, но архитектура конструкции такова, что преобразование магнитного поля в электричество становится максимально эффективным, – сказал Прия. – Это позволяет достичь высокой плотности мощности при малой амплитуде магнитных полей». **РЛ**

# Как измерить мерцание светодиодных ламп

Richtek Technology

При огромном выборе светодиодных ламп, доступных в настоящее время, не всегда легко выбрать лампу, наиболее подходящую для вашей гостиной или рабочего стола. Качество света светодиодных ламп может сильно различаться в зависимости от конструкции лампы и выбора ключевых компонентов схемы. Мерцание света, связанное с сетью переменного тока, обычно происходит с удвоенной частотой сети (100 Гц или 120 Гц) и не так легко замечается большинством людей. Но при более высоких уровнях интенсивности и глубины модуляции мерцание света может вызывать возбуждение, усталость глаз или головные боли. При съемке видео мерцание окружающего света создает раздражающие помехи в записанном сюжете.

Мерцание светодиодных ламп вызывают изменения тока, проходящего через светоди-

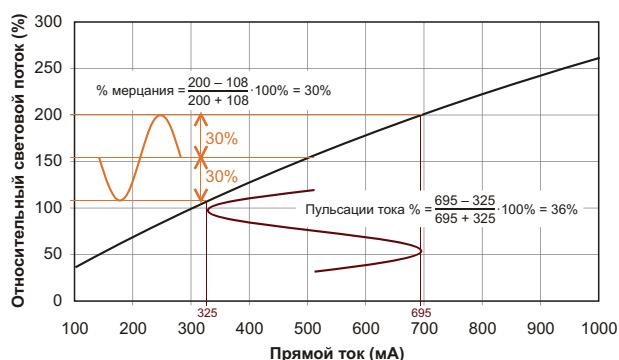


Рисунок 1. Зависимость светового потока светодиодной цепочки от тока.

одную цепочку. Зависимость светового потока от тока, как видно из Рисунка 1, не совсем линейна, и определяется характеристиками светодиодной цепочки.

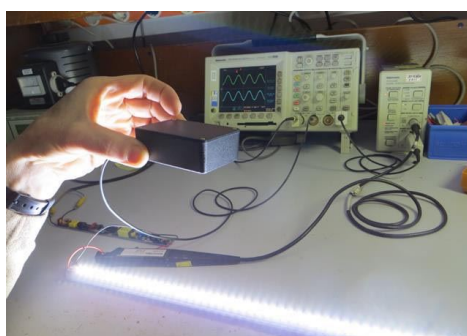
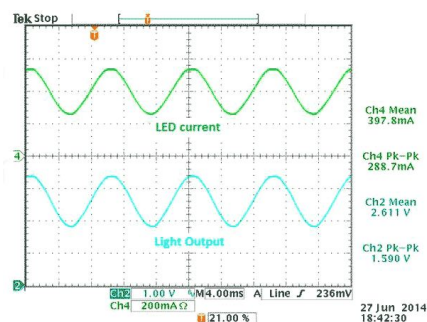
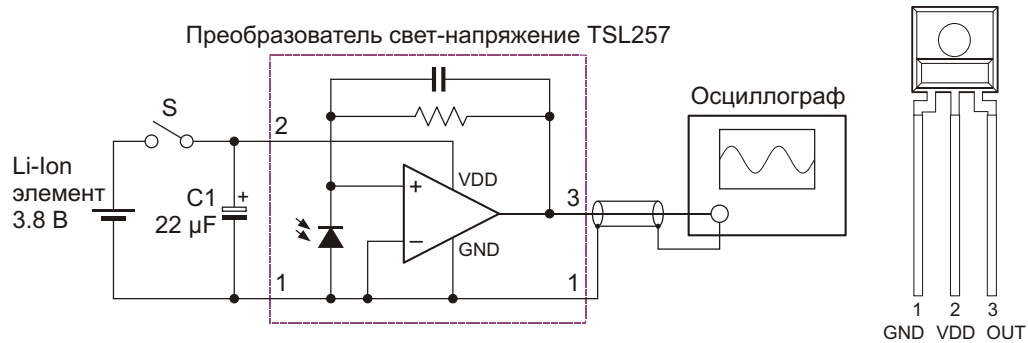


Рисунок 2. Измерение мерцания лампы T8.





**Рисунок 3.** Схема преобразователя свет-напряжение на основе TSL257.

Поэтому измерение переменного тока в цепочке светодиодов обеспечивает худшую точность, чем измерение фактического количества света.

Сделать свое собственное приспособление для измерения света из легко доступных компонентов не так сложно. На Рисунке 2 показано измерение пульсаций света свето-



**Рисунок 4.** Этапы сборки приспособления для измерения мерцания света.



диодной лампы T8. В черном корпусе находится преобразователь свет-напряжение, выходной сигнал которого показан на осциллограмме. Осциллограмма может быть исследована, и процент мерцания света может быть рассчитан.

## Как собрать датчик света

На Рисунке 3 изображена простая схема преобразователя свет-напряжение, в котором используется микросхема TSL257.

TSL257 – это простая микросхема преобразователя свет-напряжение с хорошей линейностью. Ее можно питать от одного Li-Ion элемента, и тогда измерительный прибор будет портативным. Выходное напряжение прямо пропорционально световому потоку (излучению) и может быть оценено с помощью осциллографа, экран которого воспроизведет характер мерцания света. Для измерений мерцания достаточно полосы пропускания 2 кГц. TSL257 недорога, и может быть приобретена у Farnell или Digikey.

Группа фотографий на Рисунке 4 иллюстрирует последовательность сборки такого приспособления.

Для этого потребуются следующие компоненты:

- Li-Ion батарея,
- микросхема TSL257,
- выключатель,
- электролитический конденсатор 22 мкФ/25 В,
- черная пластиковая коробка с 3-миллиметровым отверстием в крышке.

TSL257 устанавливается так, чтобы оптический порт был направлен в отверстие.

Затем датчик приклеивается непрозрачным эпоксидным клеем. После этого присоединяются остальные компоненты.

Из-за высокой чувствительности TSL257 свет, падающий на датчик, должен быть значительно ослаблен, чтобы выходной сигнал был пригоден для измерения прямого света от светодиодных цепочек. Для ослабления света перед отверстием могут быть размещены несколько слоев бумаги формата A4. В описываемом приспособлении были использованы 8 листов бумаги.

Чтобы исключить влияние окружающего света, комнатное освещение должно быть

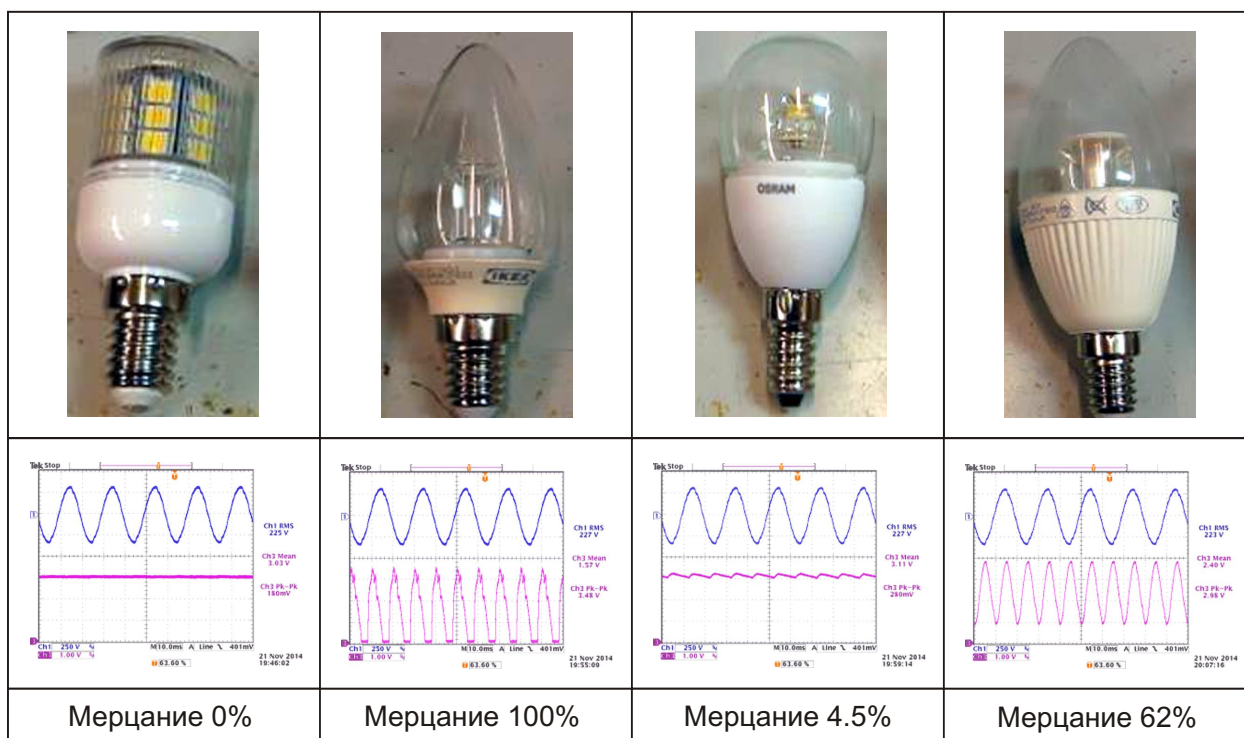


Рисунок 5. Примеры измерения мерцания свечеобразных ламп.


выключено. Измеритель должен быть расположен над светодиодной лампой так, чтобы максимальный уровень выходного сигнала составлял примерно 3 В. Если на экране осциллографа наблюдается ограничение сигнала, следует либо увеличить расстояние до источника света, либо добавить еще несколько слоев бумаги для большего ослабления света.

Измерьте пиковое и среднее значения выходного напряжения датчика. Для уменьшения влияния помех сделайте несколько измерений и усредните результаты. Для синусоидальных сигналов процент мерцания можно определить по формуле:

$$\% \text{ мерцания} = \frac{\text{пиковое значение}}{2 \text{ среднее значение}}.$$

Если характер мерцания света отличается от синусоидального, процент мерцания можно вычислить так:

$$\% \text{ мерцания} = \frac{\text{макс.значение} - \text{мин.значение}}{\text{макс.значение} + \text{мин.значение}}.$$

На Рисунке 5 представлено несколько примеров измерения мерцания свечеобразных ламп. Синяя осциллограмма – это напряжение сети, а фиолетовая – измеренная интенсивность света. Как видно, у разных ламп мерцание света может значительно различаться. 

## Материалы по теме

1. [Datasheet ams TSL257](#)

# Динамическая регулировка отрицательных выходных напряжений

Pradeep Shenoy, Texas Instruments

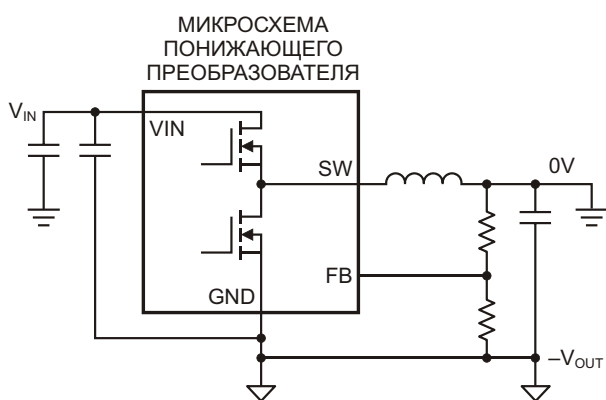
EDN

Существуют многочисленные стандартные методы формирования отрицательных выходных напряжений, и есть хорошо известные способы динамической регулировки выходного напряжения. Недостающее звено, которое я надеюсь рассмотреть в этой статье, касается объединения обеих технологий простой схемой сдвига уровня.

Приложения, для которых требуются источники питания с отрицательными выходными напряжениями, включают контрольно-измерительное оборудование и системы, используемые в оборонной, автомобильной и

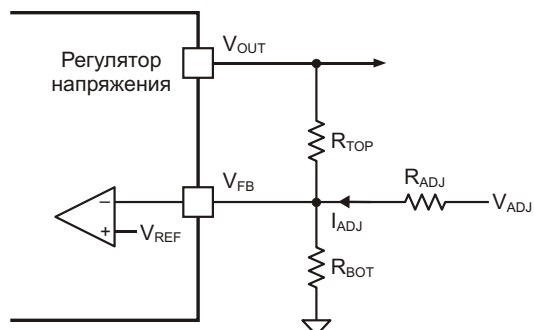
медицинской сферах. Один из распространенных подходов к созданию шины отрицательного напряжения состоит в использовании обычного понижающего преобразователя, но работающего как инвертирующий понижающе-повышающий преобразователь [1-3]. Выводы земли микросхемы понижающего преобразователя подключены к узлу отрицательного напряжения ( $-V_{OUT}$ ), а выход дросселя соединен с землей системы (0V). Пример такой конфигурации показан на Рисунке 1. Выходное напряжение устанавливается резистивным делителем, включаемым между выходом и выводом обратной связи (FB).

Ключевой проблемой получения отрицательного напряжения при использовании понижающего преобразователя является подключение к микросхеме контроллера входных и выходных сигналов, требующих смещения уровня. Вместо уровня земли (0V) выходы входов/выходов привязаны к отрицательному выходному напряжению ( $-V_{OUT}$ ). В отчете о применении [4] инженеры Texas Instruments дали отличное описание нескольких схем, сдвигающих уровни сигналов разрешения (EN), «Питание в норме» (PGOOD) и синхронизации (SYNC) между областью системной земли (0V) и областью локальной земли микросхемы ( $-V_{OUT}$ ). Этот отчет также содержит полезные советы, касающиеся



**Рисунок 1.** Понижающий преобразователь, работающий как инвертирующий понижающе-повышающий преобразователь, выдает отрицательное выходное напряжение.

того, как проверить схему, сняв логарифмические частотные характеристики (графики Боде) и оценив реакцию схемы на переходные процессы в нагрузке. В другом отчете о применении [5] также приведены примеры схем сдвига уровня.



**Рисунок 2.** Изменяя ток, втекающий/вытекающий в узел FB, можно динамически регулировать выходное напряжение преобразователя.

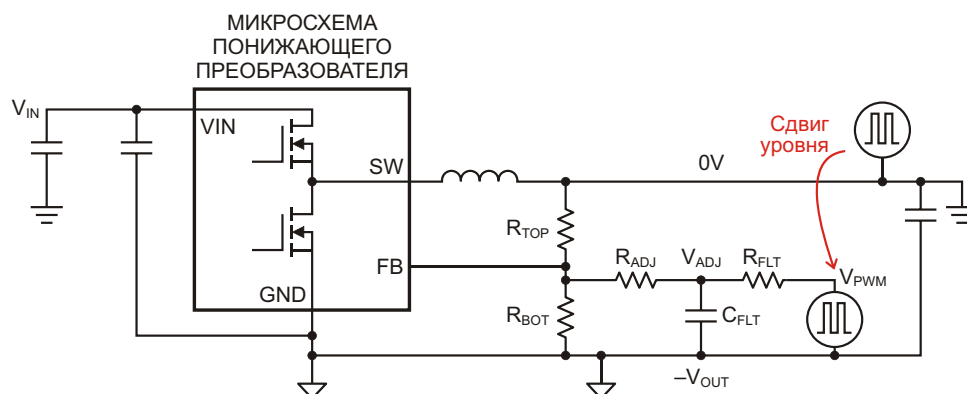
Далее давайте рассмотрим динамическую регулировку напряжения. В документах [6, 7, 8] показаны несколько способов регулировки выходного напряжения для обычных понижающих или повышающих преобразователей. Один из популярных методов, показанный на Рисунке 2, основан на использовании резистора, подключенного между выводом FB и регулируемым источником напряжения ( $V_{ADJ}$ ). Для динамической регулировки выходного напряжения преобразователя напряжение  $V_{ADJ}$  изменяется вверх или вниз. Когда  $V_{ADJ}$  выше, чем напряжение узла FB (которое равно опорному напряжению  $V_{REF}$ ), ток будет идти через резистор  $R_{ADJ}$  в узел FB. В результате выходное напряжение снижается.

И наоборот, если напряжение  $V_{ADJ}$  ниже напряжения узла FB, ток через резистор  $R_{ADJ}$  будет протекать в противоположном направлении, и выходное напряжение увеличится.

Можно сказать, что эффект, создаваемый вытекающим (или втекающим) током узла FB, эквивалентен тому, как если бы уменьшалось сопротивление верхнего ( $R_{TOP}$ ) или нижнего ( $R_{BOT}$ ) резисторов.  $R_{ADJ}$  ведет себя как виртуальный резистор, параллельный верхнему или нижнему резистору.

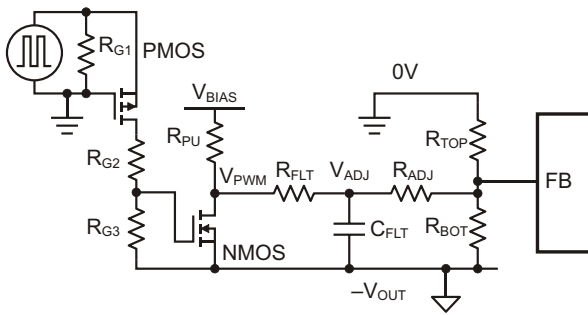
Один из простых подходов к получению напряжения  $V_{ADJ}$  заключается в использовании сигнала широтно-импульсной модуляции (ШИМ), который проходит через резистивно-емкостной фильтр нижних частот. Формировать сигнал ШИМ может микроконтроллер или другая цифровая схема. Управление коэффициентом заполнения сигнала ШИМ будет изменять напряжение  $V_{ADJ}$ . Использование этого подхода для динамической регулировки отрицательного выходного напряжения инвертирующего понижающе-повышающего преобразователя может быть сложной задачей, поскольку локальной землей микросхемы понижающего преобразователя является отрицательное выходное напряжение ( $-V_{OUT}$ ) вместо земли системы (0V). Вероятно, понадобятся схемы сдвига уровня, подобные интерфейсу входов/выходов, о котором я упоминал ранее (Рисунок 3).

Пример схемы сдвига уровня для этого приложения показан на Рисунке 4. Эта схема будет преобразовывать ШИМ-сигнал, привязанный к системной земле (0V), в ШИМ-сигнал, привязанный к земле микросхемы ( $-V_{OUT}$ ). Источник ШИМ периодически включает и выключает P-канальный MOSFET.



**Рисунок 3.** Использование привязанного к земле сигнала ШИМ для получения напряжения  $V_{ADJ}$ , требует схемы сдвига уровня.

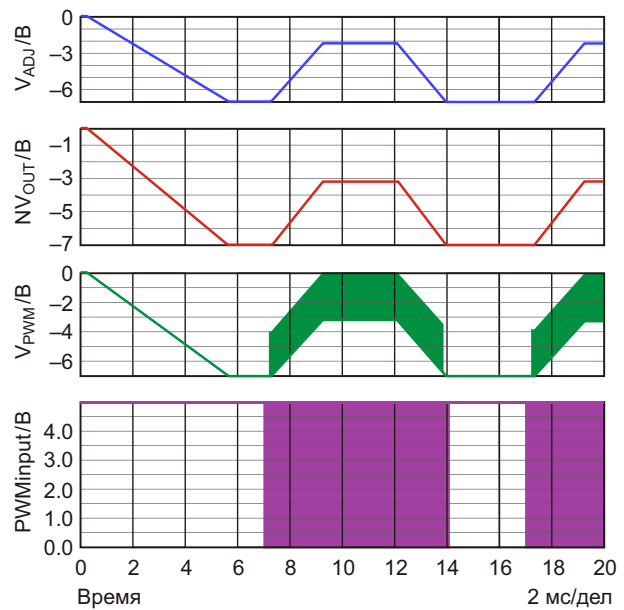




**Рисунок 4.** В этом примере схемы сдвига уровня использованы дискретные компоненты, смещающие опорный уровень земли сигнала ШИМ к опорному уровню  $-V_{OUT}$  микросхемы преобразователя.

Когда Р-канальный MOSFET включается, он поднимает потенциал затвора N-канального MOSFET выше его порогового напряжения, и N-канальный MOSFET открывается. Это, в свою очередь, смещает напряжение  $V_{PWM}$  вниз к  $-V_{OUT}$ . Когда Р-канальный MOSFET закрывается, N-канальный MOSFET также закрывается, и резистор  $R_{PU}$  притягивает напряжение  $V_{PWM}$  к уровню  $V_{BIAS}$ . Напряжение  $V_{BIAS}$  можно получить с помощью прецизионного шунтового регулятора, такого как LM4040, выпускаемый Texas Instruments, который подключается к  $V_{IN}$  через резистор и к  $-V_{OUT}$ . Как видно из Рисунка 3,  $R_{FLT}$  и  $C_{FLT}$  образуют фильтр нижних частот, выделяющий напряжение  $V_{ADJ}$  из сигнала ШИМ. Ток через  $R_{ADJ}$  будет управлять выходным напряжением.

Результаты моделирования на Рисунке 5 показывают способность такой схемы регулировать отрицательное выходное напряжение; при этом понижающий преобразователь работает как инвертирующий понижающе-повышающий. В течение первых 6 мс отрицательное выходное напряжение (показанное красным цветом и помеченное « $NV_{OUT}$ ») начинает плавно опускаться к  $-7$  В. Синим цветом показано напряжение  $V_{ADJ}$ , которое отслеживает отрицательное выходное напряжение во время запуска. Схема ШИМ включается через 7 мс (входной сигнал ШИМ показан фиолетовым цветом) и генерирует ШИМ-сигнал со смещенным уровнем ( $V_{PWM}$ ). Напряжение  $V_{ADJ}$  (синий цвет) увеличивается, и в ответ увеличивается выходное напряжение преобразователя. Примерно за 2 мс переходного процесса преобразователь достигает новой рабочей точки возле  $-2$  В. Моделирование показывает также, что ШИМ-регули-



**Рисунок 5.** Моделирование показывает, как может использоваться схема сдвига уровня для динамической регулировки отрицательного выходного напряжения.

рование изменяет выходное напряжение плавно и эффективно.

Эта простая схема регулировки отрицательного выходного напряжения может использоваться со многими стандартными микросхемами преобразователей. В схеме сочетаются распространенные методы регулировки выходного напряжения и сдвига уровня сигналов. Представленная здесь схема сдвига уровня, позволяет источнику ШИМ с опорным уровнем системной земли изменять ток, подаваемый в узел FB преобразователя энергии. Основной сложностью при проектировании является управление этим током при изменении напряжения собственной земли микросхемы, которое имеет тот же потенциал, что и отрицательное выходное напряжение. Этот метод подходит для различных приложений, требующих динамической регулировки отрицательного выходного напряжения. **РЛ**

## Ссылки

1. Tucker, John, "Using a buck converter in an inverting buck-boost topology," Analog Design Journal SLYT286, 4Q07.
2. Tucker, John, "Using the TPS5430 as an Inverting Buck-Boost Converter," Texas Instruments application report SLVA257A, August 2007.
3. Daniels, David G, "Create an Inverting Power Supply From a Step-Down Regulator," Texas Instruments application report SLVA317B, February 2009.

4. Frank De Stasi "[Working with inverting buck-boost converters](#)," Texas Instruments application report SNVA856, February 2019.
5. Anthony Fagnani, Alexander Bernussi "[Level-Shifting Control for an Inverting Buck-Boost](#)," Texas Instruments application report SLVA540, January 2013.
6. Texas Instruments [30-V to 150-V Adjustable Output Voltage Boost Reference Design for LIDAR Applications](#), 2018.
7. "[How to Dynamically Adjust Power Module Output Voltage](#)," Texas Instruments application report SLVA861, December 2016.
8. Glaser, Chris, "[Methods of output-voltage adjustment for DC/DC converters](#)," Analog Design Journal SLYT777, 3Q19.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM4040](#)

# SOT23: 50 лет инноваций в одном корпусе для поверхностного монтажа

*Thomas Weiss, Nexperia*

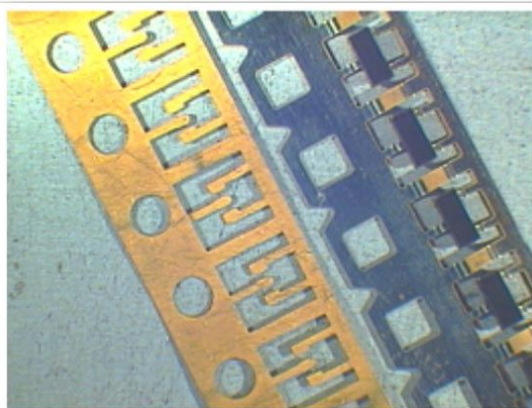
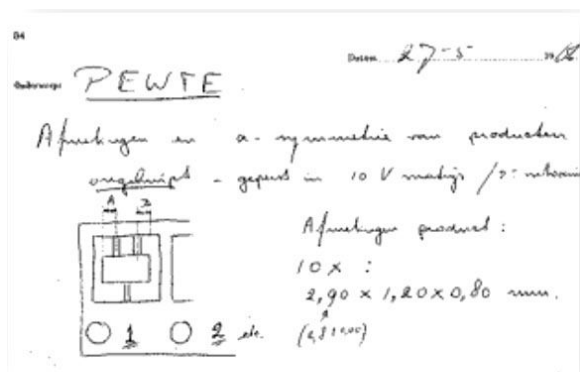
**В** 1969 году со сборочной линии сошло первое устройство в революционном пластиковом корпусе для поверхностного монтажа SOT23. А в 2018 году одна только Nexperia продала 30 млрд устройств в корпусах SOT23. Эти два факта иллюстрируют ключевую особенность инноваций в полупроводниковой промышленности: современное и новое должно уравниваться старым и привычным.

Разработчикам полупроводников регулярно приходится решать задачи совмещения взаимоисключающих идей. Потребность в отработанных и проверенных временем решениях приходит в противоречие с необходимостью внедрения инноваций для развития полупроводниковой отрасли. Тенденция к уменьшению размеров и увеличению скоростей при ужесточении требований к надежности и системной стабильности. Требования расширения функциональности при минимуме изменений в системе. Соблюдение баланса между минимумом затрат и максимумом качества. Все эти трудносовместимые моменты можно увидеть в жизни самого популярного в отрасли транзисторного корпуса для поверхностного монтажа – SOT23.

## Рождение звезды

Идея замены корпусов, устанавливаемых в отверстия, устройствами для поверхностного монтажа впервые появилась в 1960-х годах. В апреле 1966 года Пит ван де Уотер (Piet van de Water) сделал первые наброски того, что для Philips впоследствии станет 23-м стандартным малогабаритным транзисторным корпусом (SOT – small outline transistor). После разработки пилотной линии в Неймегене в 1968 году первое устройство в пластиковом корпусе SOT23 сошло с конвейера в Гамбурге уже в 1969 году – и родилась звезда.

Но, как и в случае любого технологического прорыва, успех не пришел мгновенно. На самом деле технология поверхностного монтажа практически не была востребована до тех пор, пока в 1980-х и в начале 1990-х годов не начался бум потребительской электроники. И тогда SOT23 быстро стал стандартом де-факто для трехвыводных корпусов поверхностного монтажа. В настоящее время практически вся электронная аппаратура изготавливается с использованием поверхностного монтажа, хотя для опреде-



Оригинальный эскиз корпуса SOT23 1966 года и выводная рамка SOT23, изготовленная в 1969 году.

ленных приложений корпуса, устанавливаемые в отверстия, остаются очень популярными, особенно для разработки продуктов и макетирования.

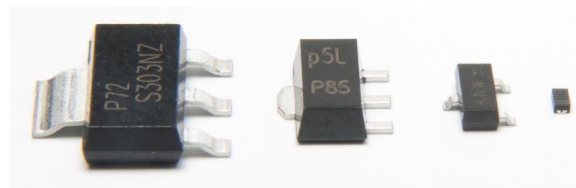
## Наследники

Хотя, на первый взгляд, SOT23 не менялся в течение последних 50 лет, он также двигался в ногу со временем. От добавления 5-контактного варианта и появления бессвинцовой версии до недавнего расширения диапазона рабочих температур до 175 °C, этот фаворит отрасли продолжает развиваться.

Потребность в более высокой плотности монтажа также привела к появлению большого числа потомков, таких как SOT223 и

SOT323. По сути, если вы посмотрите на любой небольшой корпус SOT для поверхностного монтажа, вы быстро увидите в нем семейное сходство с SOT23.

Необходимость повышения эффективности и качества стимулирует инновации в технологиях и оборудовании, необходимом для производства и сборки устройств поверхностного монтажа (SMD). Новые технологии изготовления, оборудование и производственные линии помогли удовлетворить постоянно растущий спрос на SOT23 и его



Милое семейство: SOT223, SOT89, SOT23 и DFN1006.

производные.

## До выхода на пенсию еще далеко

Хотя некоторые из нас осознают, что нам 50, и это уже не совсем 30 лет, мы также говорим себе, что до пенсии нам еще далеко. То же самое можно сказать и о SOT23. Конечно, инновации в полупроводниковой промышленности никогда не останавливаются, поэтому, когда требования к занимаемому пространству достигают своего максимума, мы выбираем миниатюрные безвыводные корпуса.

Но там, где ограничения на объем менее строги, когда речь идет об эффективности, приемственности, надежности и стоимости, SOT23 выступает с гордо поднятой головой. Об этом свидетельствует тот факт, что в позапрошлом году для использования в бесчисленных автомобильных, бытовых, вычислительных и промышленных приложениях мы поставили более 30 миллиардов устройств в корпусах SOT23. **ПЛ**



# Измерение тока дросселя в импульсных источниках питания

Frederik Dostal, Analog Devices

Analog Dialogue



## Вопрос:

Как вы измеряете ток дросселя?

## Ответ:

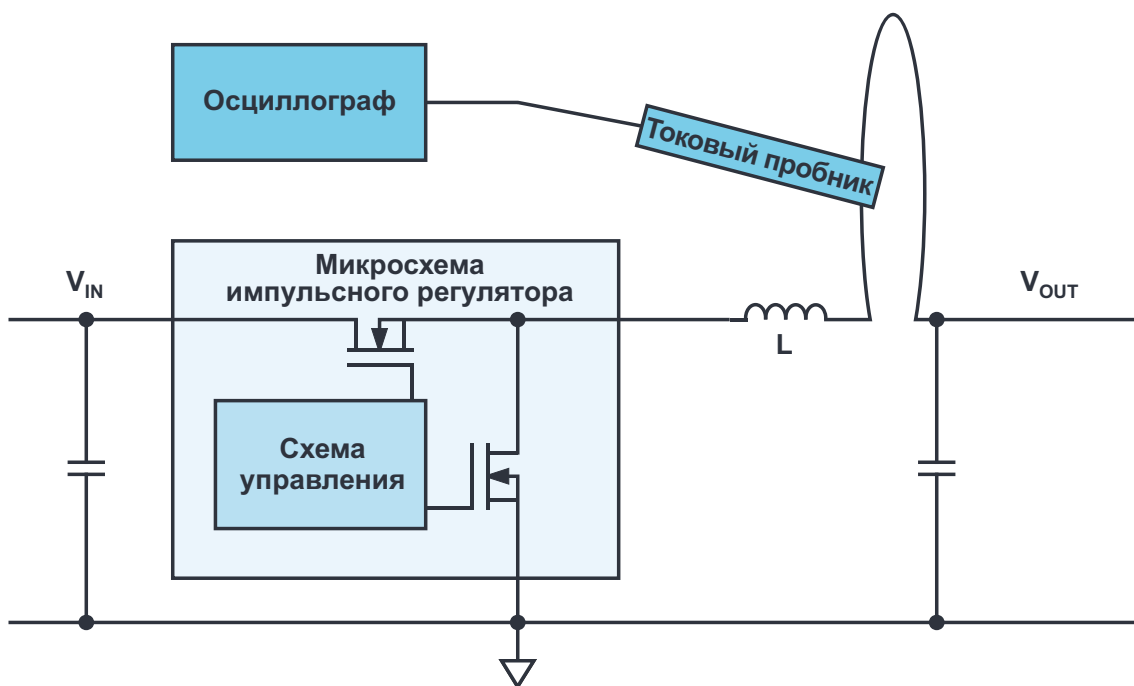
В импульсных источниках питания для временного хранения энергии обычно используются дроссели. Чтобы получить полное представление о схеме преобразования напряжения при исследовании этих источников питания часто бывает полезно измерять дросселя. Но как это сделать лучше всего?

Предлагаемая схема такого измерения показана на Рисунке 1 на примере типичного понижающего преобразователя. Последовательно с дросселем вставляется небольшой отрезок вспомогательного провода. Он используется для подключения токового проб-

ника и отображения тока дросселя на экране осциллографа. Выполнять измерения рекомендуется на той стороне дросселя, где напряжение стабильно. В большинстве топологий импульсных регуляторов дроссель включается таким образом, что напряжение на одной его стороне переключается между двумя крайними значениями, но остается относительно постоянным на другой стороне. В понижающем преобразователе, показанном на Рисунке 1, напряжение коммутационного узла, то есть, с левой стороны дросселя L, переключается между уровнями входного напряжения и земли с частотой управляющих импульсов. Напряжение с правой стороны дросселя обычно относительно постоянно. Чтобы уменьшить помехи, обусловленные емкостной связью, петля измерения тока должна располагаться на «тихой» стороне дросселя, как показано на Рисунке 1.

Практический подход к измерению тока дросселя показан на Рисунке 2. Дроссель поднимается и наклонно припаивается к плате одним из двух контактов. Противоположный контакт присоединяется к плате с помощью вспомогательного провода. Это преобразование может быть выполнено довольно легко. Проверенным способом отсоединения дросселя является демонтаж горячим воздухом. Источник горячего воздуха с регулируемой температурой имеется во многих паяльных станциях.

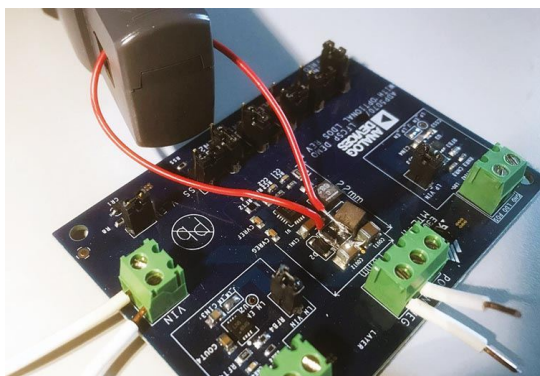
Токовые пробники предлагаются производителями осциллографов. К сожалению,



**Рисунок 1.** Схема, иллюстрирующая измерение тока дросселя в импульсном источнике питания.

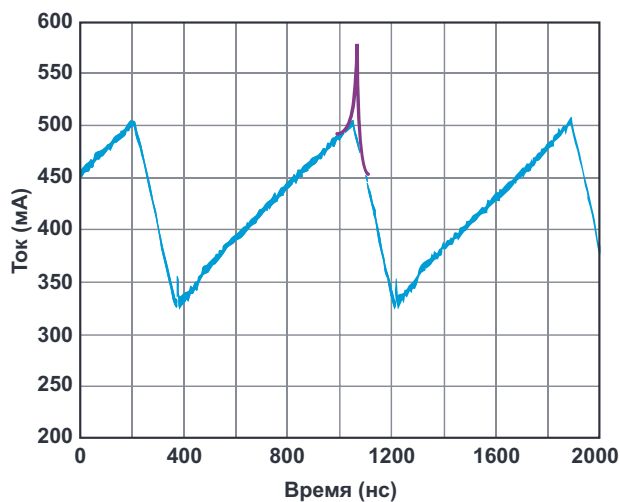
обычно они довольно дороги, поэтому постоянно возникает вопрос о том, можно ли измерить ток дросселя с помощью резисторного шунта. В принципе, это возможно. Однако такой способ измерения имеет недостаток, заключающийся в том, что коммутационные помехи, генерируемые в импульсном источнике питания, через шунтирующий резистор могут легко накладываться на измеряемое напряжение. Из-за этого наблюдаемые результаты не будут адекватны истинному поведению тока дросселя, особенно в самых интересных точках, когда ток дросселя меняет направление.

На Рисунке 3 показан результат измерения тока дросселя импульсного источника



**Рисунок 2.** Практическая организация измерения тока дросселя.

питания (синий цвет), сделанного токовым пробником, совместимым с используемым осциллографом. В дополнение к результату измерения, представленному синим цветом, фиолетовым цветом показано, как выглядел бы идущий через дроссель ток, если бы дроссель начинал чрезмерно насыщаться вблизи пиковых значений токов. Это происходит при выборе дросселя, допустимый ток которого недостаточен для данного приложения. Одна из основных причин, почему представляет



**Рисунок 3.** Синим цветом показан результат измерения тока дросселя; поведение насыщенного дросселя иллюстрируется дополнительной фиолетовой кривой.

интерес измерение тока дросселя в импульсном источнике питания, заключается в том, что это дает возможность определить, был ли дроссель выбран правильно, или же он будет насыщаться при работе или при неисправности.

Измерение с помощью шунтирующего резистора вместо токоизмерительных кле-

щей было бы сильно искажено наведенными помехами, особенно при пиковых токах, что затруднило бы обнаружение насыщения дросселя.

Измерение тока катушки очень полезно при исследовании источника питания и может быть легко выполнено с помощью соответствующего оборудования. **РЛ**



## 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)



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

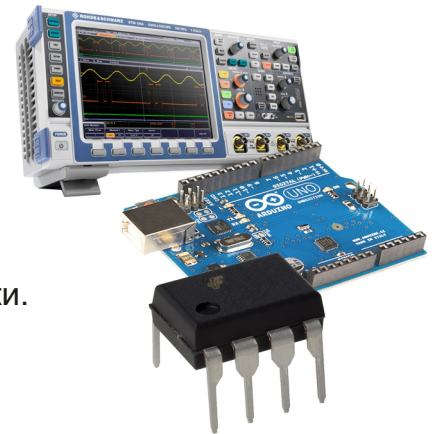


[twitter.com/rlocman](http://twitter.com/rlocman)

И еще многое другое на портале:

## РАДИОЛОЦМАН. ...

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



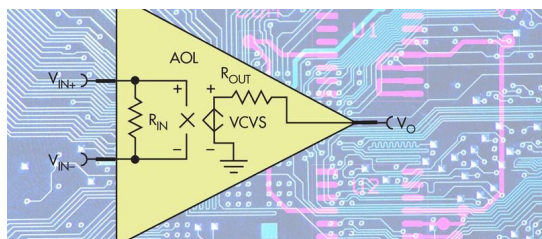


# Так что же все-таки делать с неиспользуемыми входами?

Paul Rako

Electronic Design

Оставлять неиспользуемые выводы висящим в воздухе вы не можете, но, возможно, не захотите подключать их и к шине питания или земли

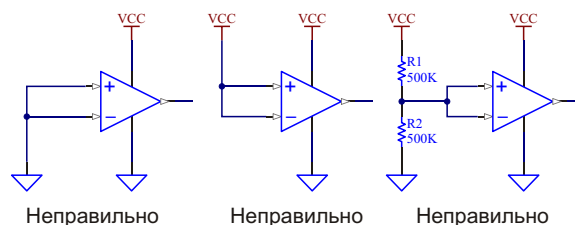


Разработчикам цифровой электроники давно известно, что неиспользуемые входы не следует оставлять неподключенными. Потенциалы входов КМОП микросхем могут «всплыть» до некоторого среднего уровня, и включить выходной каскад, но на потребление тока это будет иметь минимальное влияние. Реальная проблема заключается в том, что, переключившись, выход из-за связи с плавающим входом может переключиться вход в другом направлении. Это приведет к генерации, что значительно увеличит потребление энергии и создаст источник нежелательных помех.

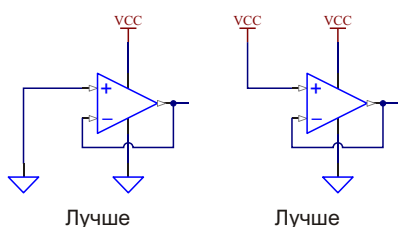
Логические входы ТТЛ не должны были подключаться непосредственно к шине питания – их нужно было подтягивать резисторами, чтобы ограничить входные токи. Многие из нас «мошенничали» и просто пригвождали входы к  $V_{CC}$ . Это объяснимо: посмотрев на эквивалентную схему логического чипа, вы могли сделать вывод, что это сойдет вам с рук.

## Не делайте этого

Привычка подключать входы к источнику питания или земле создавала у некоторых инженеров ощущение, что этот способ подойдет и для борьбы с неиспользуемыми входами операционного усилителя (Рисунок 1). Это серьезная ошибка. Соединение обоих входов операционного усилителя просто означает, что выход будет принудительно жестко смещен напряжением смещения к положительной или отрицательной шине питания. Полярность напряжения смещения будет определяться конкретным компонентом, независимо от того, к какой шине привязаны входы.



**Рисунок 1.** Неправильно, неправильно, и еще раз неправильно. Никогда нельзя соединять неиспользуемые выводы «+» и «-» усилителя вместе. Это гарантированно установит на выходе напряжение одной или другой шины питания; при этом чип будет потреблять большой ток от источника питания.



**Рисунок 2.** Более хороший, но не дающий гарантии способ обращения с неиспользуемыми входами. Вы должны найти шину, напряжение которой находится в диапазоне допустимых синфазных напряжений. Для компонентов rail-to-rail при подключении к каждой шине надо измерять потребление мощности. Однако в случае усилителей с большим напряжением смещения это может вызвать насыщение выхода.

При жестком управлении выходом отсутствует обратная связь, которая «закрывает контур регулирования» и прекращает подачу управляющего тока на выходные транзисторы. Большинство биполярных операционных усилителей имеют схемы ограничения базового тока, которые не позволяют сжечь микросхему. КМОП-усилители также будут потреблять больше тока при жестком смещении выхода, и никогда не стоит допускать насыщения внутренних транзисторов интегральной схемы.

Правильнее всего будет подключить усилитель как повторитель напряжения с выводом «-», соединенным с выходом (Рисунок 2). Но вы не всегда можете просто подключить «+» к шине питания – это может создать ту же проблему. Следует убедиться, что положительный вход подключен к напряжению, не превышающему допустимого значения синфазного входного напряжения. И даже этого может быть недостаточно, если вы плохо представляете себе устройство входной секции усилителя.

## Наблюдения Боба Пиза

Эта проблема неподключенных входов еще в 2007 году была предметом обсуждения между аналоговым гуру Бобом Пизом (Bob Pease) и Деннисом Монтичелли (Dennis Monticelli), занимавшим в то время пост технического директора National Semiconductor. Монтичелли отметил: «Проблема возникает, когда два входа соединены между собой, а затем куда-то подключены, например, к земле. Тогда состояние выхода становится неопределенным».

Пиз отвечал: «Ну, мы согласны с тем, что это почти никогда не может быть правильным решением для неиспользованных входов. При каком-то знаке напряжения смещения выход мог бы вести себя странно. А если бы напряжения смещения имело другой знак, измерения могли бы показать, что на первый взгляд все нормально, но другой компонент в таких же условиях может испортиться и перегреться. Правильно?»

Монтичелли прокомментировал: «Раньше было обычной практикой включать неиспользуемый операционный усилитель повторителем с неинвертирующим входом, соединенным с любым подходящим напряжением смещения системы, которое оказывается в пределах допустимого синфазного диапазона усилителя».

Пиз ответил: «Да, но если диапазон синфазных напряжений включает землю или минус питания, и вы закорачиваете вход «+» на эту шину, то ток, потребляемый по питанию некоторыми усилителями, и разогрев все же могут вывести их из строя».

Монтичелли подумал: «Нет, если вы включаете его повторителем и сохраняете напряжения входов в разрешенном диапазоне синфазных напряжений».

На это Пиз сказал: «У National Semiconductor есть, по крайней мере, один четверенный операционный усилитель, который, если вы включите его повторителем и соедините вход «+» с минусовой шиной питания (даже если ее напряжение находится в пределах допустимого диапазона), забирает много мощности и ему становится жарко. Я должен спросить Пола Рако, что это такое. Услышав об этом, он был удивлен. Мы сошлись на том, что это ошибка. Может быть, мы разберемся, что надо делать, чтобы он не перегревался и не сажал батарею».

## История странной микросхемы

Если я правильно помню, это была микросхема LM6584. Она не создавалась как операционный усилитель общего назначения. Это должен был быть драйвер  $V_{COM}$  – усилитель, который удерживает потенциал общего вывода ЖК-панели на уровне середины напряжения питания; для 12-вольтовых панелей это 6 В. Драйверы строк и столбцов управляли пикселями ЖК-дисплея с помощью переменного напряжения, изменяющегося между 0 В и 12 В. Просто использо-

вать 6-вольтовый источник питания нельзя, поскольку для того чтобы ЖК-дисплей мог обновляться с частотой 60 Гц или быстрее, вывод  $V_{COM}$  должен иметь необычайно высокую скорость реакции на переходные процессы. Благодаря очень высоким скоростям нарастания усилителей драйвера  $V_{COM}$ , они способны формировать мощные импульсы тока, необходимые для того, чтобы преодолеть емкостные связи между выводами пикселей панели и большим общим выводом.

Когда я включил микросхему повторителем и подключил вход «+» к земле, ее ток начал увеличиваться. Если таким образом подключить все четыре усилителя этой счетверенной микросхемы, чип сгорит. Дело в том, что этот компонент никогда не предназначался для использования в качестве операционного усилителя общего назначения, поэтому в ранней документации я ясно дал понять, что это был не счетверенный операционный усилитель. Но у маркетологов свои задачи, и как здорово сказать, что их группа выпустила новый операционный усилитель, а не просто специализированную микросхему для ЖК-панели. И, конечно же, произошло то, о чем предупреждали мы с Пизом, и через год или два в заголовке техописания было сказано, что это операционный усилитель.

Когда я спросил разработчика микросхемы, почему она потребляет такой большой ток при подключении вывода «+» к шине, он сказал: «Я убрал ограничительные цепи из баз». Когда я спросил, почему, он ответил: «Потому что с ними микросхема самовозбудалась». Теперь, прежде чем критиковать его, поймите, что ему поручали проектировать не операционный усилитель общего назначения, а драйвер  $V_{COM}$  для ЖК-панели. В корпусе этой микросхемы никогда не было неиспользованных элементов, и такое никогда не могло случиться.

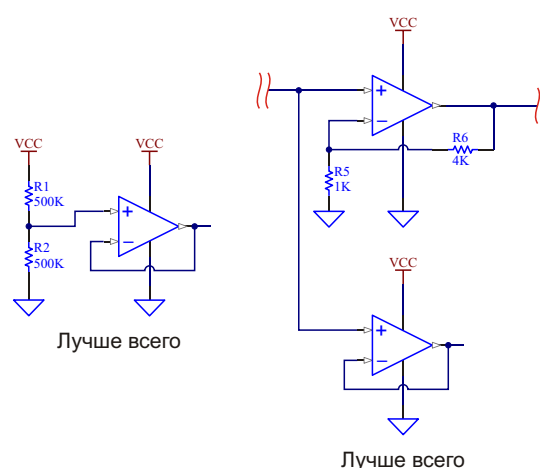
Как специалист по приложениям, который знает, что эта микросхема может быть продана в качестве операционного усилителя, я включил в техническое описание обязательное предостережение: «Следует отметить, что если выходы подключены к шине, и микросхема больше не может поддерживать контур обратной связи замкнутым, внутренние цепи будут выдавать большие базовые токи в огромные выходные транзисторы, пытаясь заставить выходы пройти напряжение насыщения. Базовые токи приблизятся к 16 миллиамперам, и это будет выглядеть как

увеличение тока, потребляемого от источника питания. Длительная работа при таком уровне рассеиваемой мощности может повредить микросхему, особенно в корпусе TSSOP с более высоким тепловым сопротивлением. Из-за этого явления входы неиспользуемых усилителей не должны иметь привязки к какой-либо шине, а должны быть подключены к средней точке питания или, по крайней мере, смещены относительно шин питания на величину прямого падения на диоде (0.6 В)».

## Предостережения относительно rail-to-rail

Даже усилители с входами rail-to-rail могут потреблять избыточный ток при подключении входа «+» к одной из шин питания. Таким образом, как отметил Пиз, даже в тех случаях, когда вы включаете такой усилитель повторителем напряжения, лучше всего поставить делитель из двух резисторов и подключить вывод «+» к его средней точке, чтобы гарантировать, что входное напряжение находится в середине допустимого синфазного диапазона, и операционный усилитель может замкнуть петлю обратной связи для повторителя напряжения (Рисунок 3).

Если ради того, чтобы сэкономить на цене или рассеиваемой мощности двух резисторов, вы хотите подключить вход «+» к шине питания, вы должны по настоящему понимать устройство входного каскада усилите-



**Рисунок 3.** Лучший способ справиться с неиспользуемыми усилителями – это сместить вход повторителя напряжения к середине синфазного входного диапазона. Еще один способ – просто подать на вход повторителя напряжения другой сигнал.

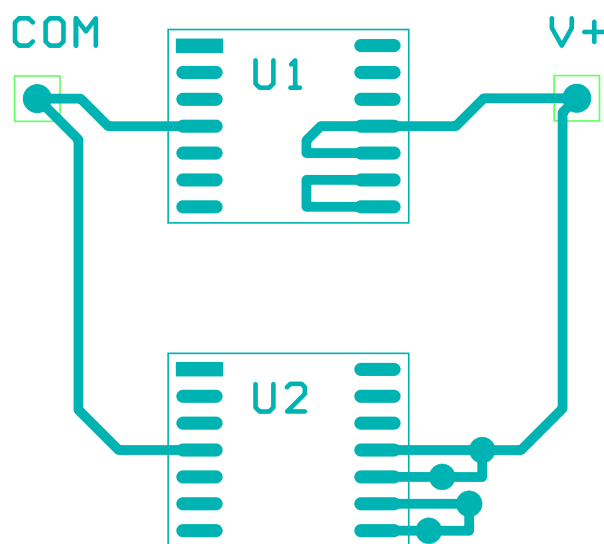
ля. Монтичелли заметил: «Неужели наши клиенты забыли эту стандартную практику? Или мы забыли научить их?» На что Пиз ответил: «Да, и еще раз да. Мы должны были приложить немного усилий, чтобы научить их, но мы этого не сделали».

Теперь, если вы можете удостовериться, что дифференциальная пара входов благополучно находится в своем рабочем диапазоне, может быть, вам и сойдет с рук прибивание гвоздем положительного входа к шине, но лучше убедитесь сначала, что специфицированное входное смещение позволяет синфазному напряжению всегда находиться в пределах допустимого диапазона. Пиз сказал: «Если только вам случайно не повезет, ничто из сказанного не будет обязательным условием самого низкого потребления энергии. В этом отношении намного проще было со старым LM324. С биполярными транзисторами вообще все проще, верно? Верно, но не всегда».

У меня были ситуации, когда место или бюджет не позволяли добавить делитель напряжения для неиспользуемых входов. В таких случаях я пытался где-то в схеме найти напряжение или сигнал, которые никогда не подходят слишком близко к шинам питания, а затем просто привязывал к этому месту вход «+». Часто было проще всего соединить этот вход с другим входом в том же корпусе. Выход будет плавать, но, будучи неподключенным к нагрузке, он будет минимально влиять на энергопотребление.

### Добавьте контактные площадки и переходные отверстия

Когда дело доходит до неиспользуемых усилителей, всегда обязательно показывайте их на своей схеме. Кроме того, обязательно добавьте несколько контактных площадок или переходных отверстий к входам и выходам, чтобы их можно было подключить к схеме, если вам понадобится какой-либо дополнительный усилитель (Рисунок 4). Вот почему



**Рисунок 4.** Убедитесь, что на вашей схеме есть контактные площадки или переходные отверстия, которые позволят перерезать проводники и запааять перемычки, чтобы вставить неиспользуемый усилитель в схему. Забраться под U1 будет очень трудно после того, как чип будет припаян. U2 имеет подключенные дорожки, но не под корпусом микросхемы; для пайки перемычек есть контактные площадки или переходные отверстия. Переходные отверстия позволяют резать дорожки с обратной стороны и дают место для установки выводных резисторов, которые вы, возможно, захотите добавить.

не следует прокладывать проводники повторителя напряжения между минусом и выходом под корпусом микросхемы. Это затруднит перерезание проводника, если вам потребуется задействовать еще один усилитель.

Были случаи, когда мне требовалось инвертированный цифровой сигнал. Использование запасного операционного усилителя в качестве инвертора позволяло решить задачу, по крайней мере, до выпуска следующей версии печатной платы. **ПЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM6584MT](#)



# Суперсбалансированная схема сохраняет CMRR при регулировке усиления

Merlin Blencowe

EDN

Суперсбалансированная<sup>1)</sup> схема будет знакома всем, кто занимается передачей сигналов по симметричным линиям [1,2]; это дифференциальный усилитель, который представляет идентичные входные сопротивления для обеих ветвей симметричной линии. Симметричное подключение нагрузки необходимо, например, для систем коммутации, используемых в некоторых микшерных пультах для обеспечения балансировки сигнала и поддержания высокого коэффициента подавления синфазных сигналов (CMRR).

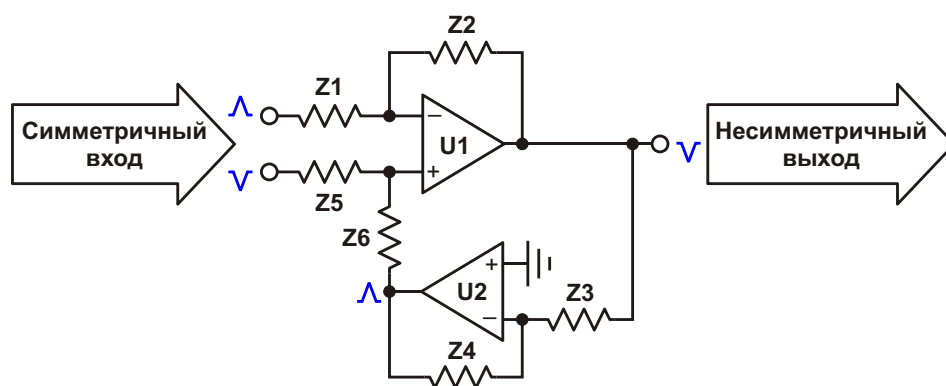
Архитектура суперсбалансированной схемы показана на Рисунке 1, где всегда предполагается, что  $Z1 = Z5$ ,  $Z2 = Z6$  и  $Z3 = Z4$ . U1 – это знакомый дифференциальный усилитель, в то время как U2 используется для

управления нижней частью Z6 сигналом, равным, но противоположным выходному сигналу, так что на обоих входах U1 создается виртуальная земля, а входной импеданс равен Z1 и Z5 для обеих сбалансированных ветвей. Коэффициент усиления напряжения устанавливается в соответствии с соотношением

$$\frac{Z2}{Z1} \frac{Z6}{Z5}$$

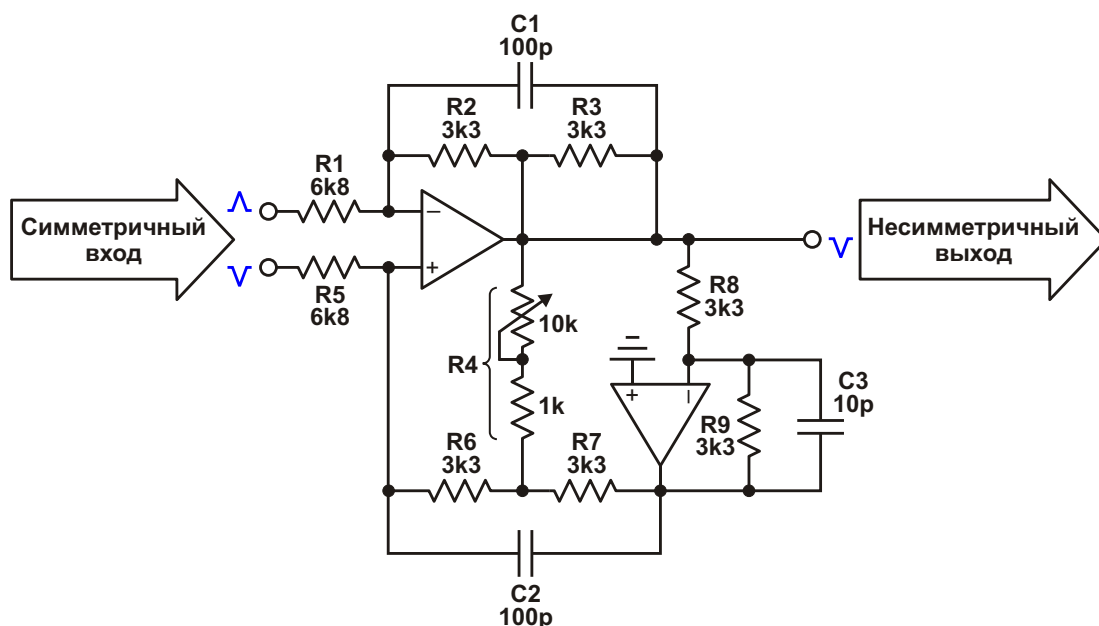
обычным для дифференциального усилителя образом.

Однако, если нам нужно, чтобы усиление было регулируемым, возникают трудности из-за того, что оба плеча должны изменяться одновременно и одинаково, поскольку даже



**Рисунок 1.** U1 и U2 были реализованы на двойном операционном усилителе NE5532, однако эта схема хорошо работает практически с любыми аналогичными микросхемами.

<sup>1)</sup> В английском оригинале используется название «superbal» (super balanced). Это версия усилителя со сбалансированными (симметричными) входами, описанная Тедом Флетчером (Ted Fletcher) и названная так Дугласом Селфом (Douglas Self) – Ред.



**Рисунок 2.** Это решение позволяет регулировать усиление.

небольшое различие между ними приведет к быстрому ухудшению CMRR. Решение этой проблемы показано на Рисунке 2.

Здесь Z2 и Z6 были разбиты на две равные части, образованные резисторами R2-R3 и R6-R7, соответственно, и добавлена резистивная перемычка R4, соединяющая общие точки пар резисторов. В центре R4 существует виртуальная земля, что означает, что коэффициент обратной связи U1 можно регулировать, но без нарушения симметрии цепи. Поэтому CMRR здесь не ухудшается, и можно использовать обычный переменный резистор (в качестве R1-R9, как и в любом дифференциальном усилителе, по прежнему дол-

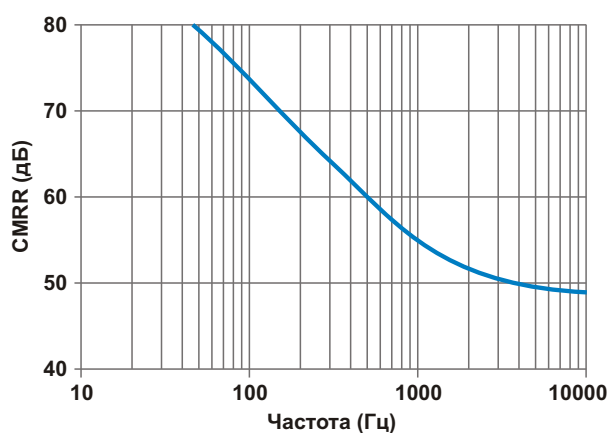
жны использоваться резисторы с малыми допусками).

При условии, что всегда  $R1 = R5$ ,  $R2 = R3 = R6 = R7$  и  $R8 = R9$ , дифференциальное усиление напряжения равно

$$\frac{R2}{R1} \approx \frac{R2}{R4}$$

Показанные на схеме значения номиналов компонентов были выбраны, чтобы получить полезный диапазон регулировки от -4 дБ до +6 дБ, но, конечно, их можно изменить в соответствии с требованиями приложения.

График на Рисунке 3 демонстрирует результаты измерений CMRR при использовании сдвоенного операционного усилителя NE5532 и неподобранных резисторов с допусками 1%. Эта характеристика не менялась при всех значениях установленного усиления. Такая адаптация суперсбалансированной схемы позволила автору включить регулировку усиления в микшерный пульт, где уже не было места для еще одного операционного усилителя. **Р1**



**Рисунок 3.** На этом графике представлены результаты измерений CMRR при использовании сдвоенного операционного усилителя и неподобранных резисторов с допусками 1%.

## Ссылки

1. [Small Signal Audio Design](#), Self. D. (2010), Focal Press, ISBN 978-0240521770
2. [Handbook For Sound Engineers: The New Audio Cyclopedia](#), Ballou. G (ed), (1987) Howard Sams, ISBN 0-672-21983-2.

# Простой ИК-сенсор для любительских автономных мобильных роботов



Басков М. П.

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

## Аннотация

В статье рассматриваются вопросы ориентации автономных мобильных роботов с использованием оптических сенсоров локационного типа. Приводится пример реализации масштабируемого ИК-сенсора для ориентации в условиях помещения произвольной планировки.

Для тестирования сенсора использовалась платформа на гусеничном ходу размерами 20 см × 10 см под управлением микроконтроллера «Iskra JS».

## Вступление

Любительские автономные мобильные роботы обычно не имеют выраженных целевых функций и для них достаточно просто избегать столкновений с препятствиями. Если же такой робот имеет одну или несколько целевых функций, то необходимым условием их реализации становится избегание препятствий. Тогда для роботов приходится разрабатывать и самостоятельно изготавливать сложные сенсоры или использовать готовые и достаточно дорогие устройства, в частности, лидары.

Ниже мы рассмотрим конструкцию простого ИК-сенсора, допускающего масштабирование без существенных изменений электронной схемы.

Все ИК-сенсоры, как любительские, так и промышленные, имеют ограничения по применению: они не могут корректно работать с препятствиями, поверхность которых имеет зеркальное покрытие или слишком высокий коэффициент поглощения падающего излучения. Поэтому в промышленных подвижных объектах лидары дублируются ультразвуковыми и радиолокационными локаторами.

## Обоснование выбора конструкции сенсора

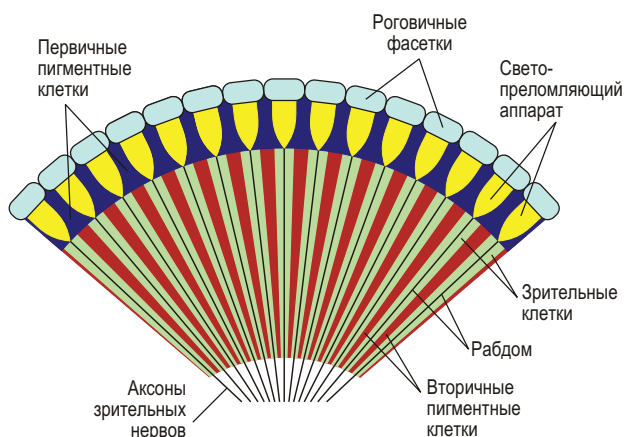
Для наших экспериментов, целью которых являлось создание алгоритмов для навигации в помещениях произвольной планировки, был необходим сенсор, обладающий возможностями оценки расстояния до препятствий в передней полусфере.

Убедившись в полной непригодности ультразвуковых сенсоров [1] для наших целей, мы решили использовать ИК-локаторы. Идея использовать лидар была

отклонена сразу, ввиду его высокой стоимости. Была сделана попытка использовать ИК-дальномеры фирмы SHARP с аналоговым выходом. Эти приборы, наряду с неоспоримыми достоинствами, имеют особенности, ограничивающие их применение на автономных мобильных объектах. Во-первых, они имеют существенную «мертвую» ближнюю зону. Например, модель GP2Y0A02YK0F имеет диапазон измерения от 20 до 150 см. Во-вторых, такой «лидар» необходимо вращать при помощи сервомотора, следовательно, нужна остановка робота для корректного сканирования. Средний ток потребления этой модели составляет 35 мА, что довольно много для небольшого автономного устройства со скромными энергетическими возможностями.

Мы поставили перед собой задачу создать недорогой и экономичный сенсор обзора передней полусферы, не нуждающийся в дополнительных электромеханических устройствах, что позволит производить сканирование в процессе движения робота.

Идею сенсора мы заимствовали из природы. Глаза многих насекомых и некоторых ракообразных построены по фасеточному принципу и состоят из расположенных рядом элементарных чувствительных элементов, называемых «омматидиями», разделенных светонепроницаемыми оболочками [2].



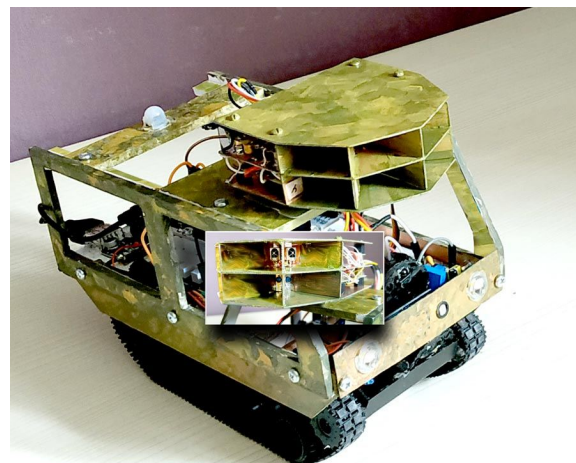
**Рисунок 1.** Схема строения фасеточного глаза насекомого [2].

Одного взгляда на Рисунок 1 достаточно, чтобы представить конструкцию сенсора, построенного на этом принципе. Да, это очень просто! В одном ряду мы размещаем «веер»

фотоприемников, разделенных перегородками, в другом соосно размещаем излучатели – светодиоды. Переключая по очереди светодиоды, принимаем отраженный от препятствий сигнал на соосно расположенные фотоприемники. Чем больше ячеек в ряду, тем выше разрешающая способность такого сенсора. Задача ранжирования препятствий по расстояниям от них, решается также просто. На каждый излучатель подается серия импульсов тока, каждый последующий из которых больше предыдущего.

## Реализация

Начать решили с макета, содержащего четыре секции с углом обзора 45 градусов каждая. Если результат испытаний макета будет положительным, то будет изготовлен сенсор с большим числом секций.



**Рисунок 2.** Макет 4-секционного лидара, установленный на автономном мобильном объекте.

Сказано – сделано. На Рисунке 2 представлена фотография 4-секционного рабочего макета, прошедшего испытания и показавшего положительный результат. Конструкционный материал – двухсторонний фольгированный стеклотекстолит, обеспечивший простоту изготовления и надежную экранировку от электрических помех. Как мы видим на Рисунке 2, конструктивно сенсор состоит из двух рядов по четыре секции в каждом. Каждая секция отделена от соседней секции глухим светонепроницаемым экраном. Это исключительно важное условие для корректной работы сенсора. Узел электронного интерфейса между МК и парами излучатель-фотопри-



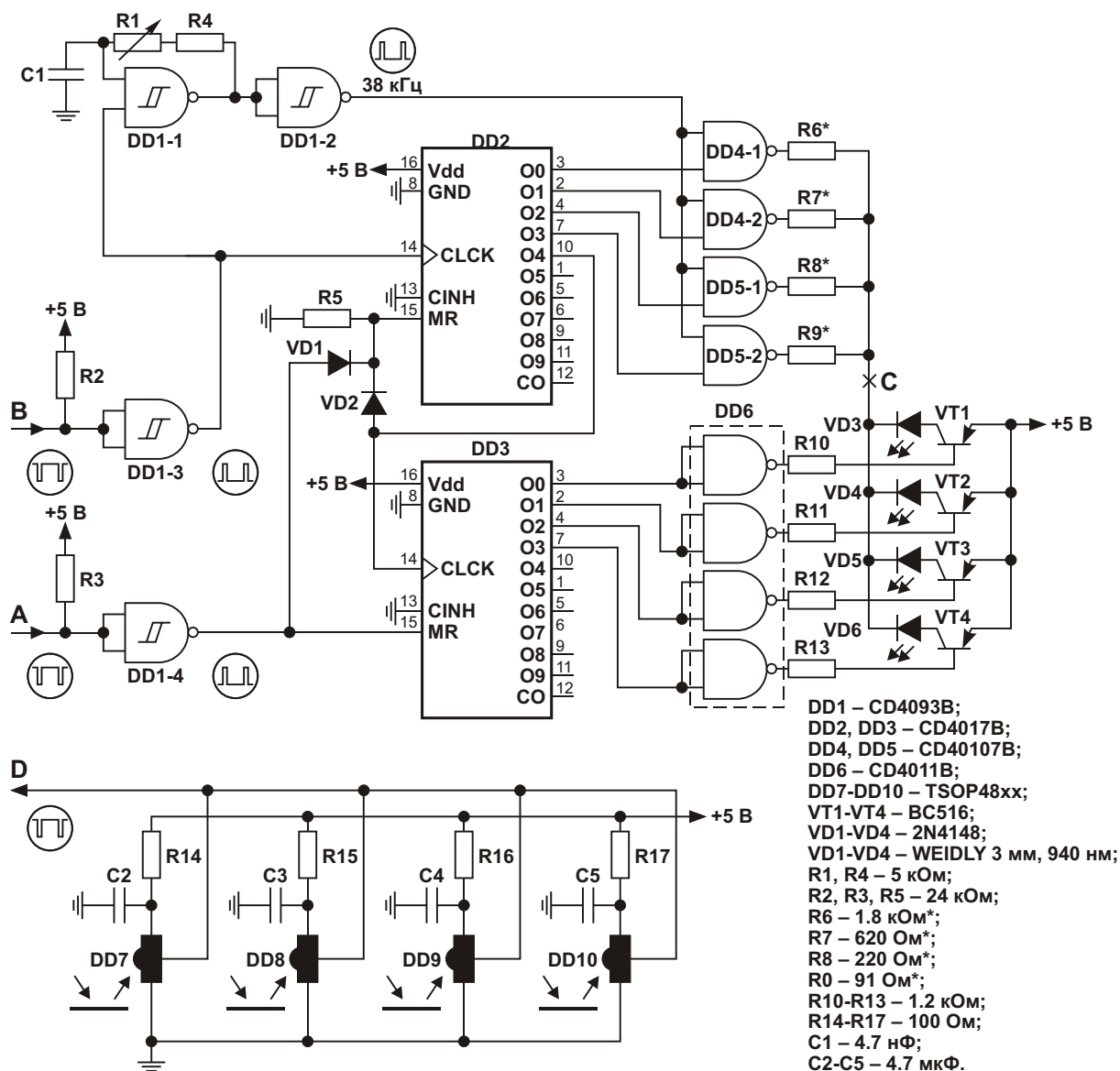


Рисунок 3. Принципиальная схема 4-секционного локатора.

емник выполнен на дискретных элементах и расположен в корпусе сенсора, являясь его неотъемлемой частью.

Как уже говорилось выше, при разработке интерфейсного узла ставились следующие задачи: дешевизна, экономичность, простота реализации, масштабируемость без существенных изменений схемы и минимальное число задействованных выводов микроконтроллера (МК). Всеми этими свойствами обладает схема, изображенная на Рисунке 3.

Электронная схема содержит четыре функциональных узла:

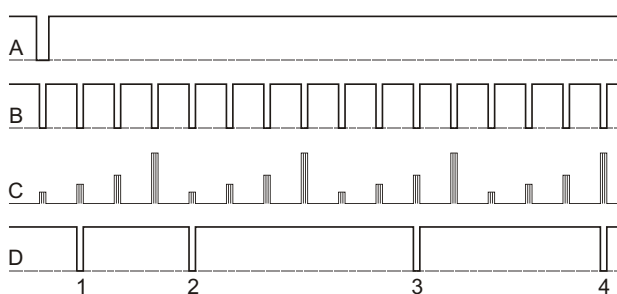
1. Генератор несущей частоты, определяемой типом TSOP48xx фотоприемника, на элементе D1-1; для настройки частоты

вход «В» нужно временно соединить с общим проводом.

2. Формирователь серии импульсов с нарастающей величиной тока на элементах DD2, DD4 и DD5;
3. Коммутатор излучателей на элементах DD3, DD6 и транзисторах VT1-VT4;
4. Блок фотоприемников TSOP48xx, выходы которых объединены по схеме «монтажное ИЛИ».

Сенсор задействует три вывода микроконтроллера (поименованных условно), имеющих следующие функции:

- На выводе P13 МК программно формирует отрицательный импульс установки нуля счетчиков.



**Рисунок 4.** Диаграммы сигналов, поясняющие работу электроники сенсора.

- На выводе Р12 МК программно формирует последовательность из 16 отрицательных импульсов.
- На вывод Р11 поступает импульс «эха» от сенсора.

**Важное замечание.** Во избежание ложных срабатываний МК трижды опрашивает сенсор.

На Рисунке 4 буквами обозначены:

**А** – Импульс сброса; вывод Р13.

**В** – Последовательность из 16 импульсов; вывод Р12. **Важно!** Первый импульс этой последовательности находится как бы «внутри» импульса сброса, что не позволяет счетчику DD2 изменить свое состояние.

**С** – Токвые импульсы через излучатели.

**Д** – Импульсы «эха»; вывод Р11.

Цифрами обозначены:

**1** – Расстояние до препятствия слева менее или равно 60 см.

**2** – Расстояние до препятствия слева-прямо менее или равно 30 см.

**3** – Расстояние до препятствия справа-прямо менее или равно 90 см.

**4** – Расстояние до препятствия справа менее или равно 120 см.

Приведенная схема обладает широкими возможностями масштабирования, как по уровню мощности, подводимой к излучателю, что определяет расстояние обнаружения препятствия, так и по количеству секций-фасеток, определяющих разрешающую способность сенсора. Средний ток потребления в районе 7 мА.

Указанные на схеме величины резисторов R6 – R9 примерно соответствуют линейке расстояний обнаружения препятствий 30 см, 60 см, 90 см и 120 см при использовании в

качестве препятствия стандартной «серой карты» (в RGB – 209, 209, 209, в CMYK – 21, 15, 15, 0) с размерами 60 см × 60 см. Величины этих резисторов определяются эффективностью светодиодов VD3-VD6. Поскольку мощности, рассеиваемые в резисторах незначительны, на этапе отладки их можно сделать переменными, а потом использовать ближайšie по значению постоянные резисторы. Мы делали именно так.

## Испытания

Снабженный описанным в статье сенсором автономный робот несколько раз «обследовал» все помещения трехкомнатной квартиры, столкнувшись с препятствием только один раз. Этим препятствием оказалась угольно-черная стойка электронного пианино. При этом робот двигался перпендикулярно к препятствию. В других случаях робот подходил к этому препятствию под углом и исправно менял направление движения.

На наш взгляд, причина столкновения заключается в относительно малой доле излучения по вектору движения. Увеличение числа ячеек-фасеток должно исключить возникновение подобных ситуаций. Предпочтительно нечетное количество ячеек, например, 5, 7 или 9. При таком числе ячеек одна из них сканирует пространство по вектору движения.

По ссылке на последней странице статьи можно скачать видео, в котором робот перемещается по рабочему столу, огибая препятствие в центре стола. В демонстрационных целях движение робота разбито на итерации, разделенные паузами, что, кстати, создает впечатление «разумного» поведения.

## Заключение

ИК-сенсор, описанный в статье, позволяет автономному мобильному роботу избегать столкновений с препятствиями в помещениях произвольной планировки. Сенсор обладает широкими возможностями адаптации к конкретным применениям. [РЛ](#)

## Источники

1. Басков М.П., Левашов О.Д. [Особенности применения ультразвукового дальномера HC-SR04 в качестве средства ориентации мобильного объекта](#) // РадиоЛоцман. – 2020. – №3. – С. 46-38
2. Википедия. [Фасеточные глаза](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD4011B](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4017B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD40107B](#)
5. [Datasheet Vishay TSOP48xx](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor BC516](#)
7. [Datasheet Iskra JS](#)

## Загрузки



[Робот перемещается по рабочему столу, огибая препятствие в центре](#)



# Транзисторы переменного тока

Михаил Шустов, г. Томск

Предложены структуры биполярных и полевых транзисторов, способных работать при питании электронных схем на их основе переменным и постоянным током произвольной полярности. Приведены примеры работы BJT, JFET, MOSFET в ключевых и усилительных каскадах.

Общеизвестно, что все транзисторы изначально предназначались для работы в составе радиоэлектронных устройств при их питании постоянным током только положительной или только отрицательной полярности. Случайная или преднамеренная смена полярности питающего напряжения неизбежно выводила из строя все устройство, в состав которого могли входить сотни и тысячи полупроводниковых элементов.

Случайная или преднамеренная смена полярности питающего напряжения неизбежно выводила из строя все устройство, в состав которого могли входить сотни и тысячи полупроводниковых элементов.

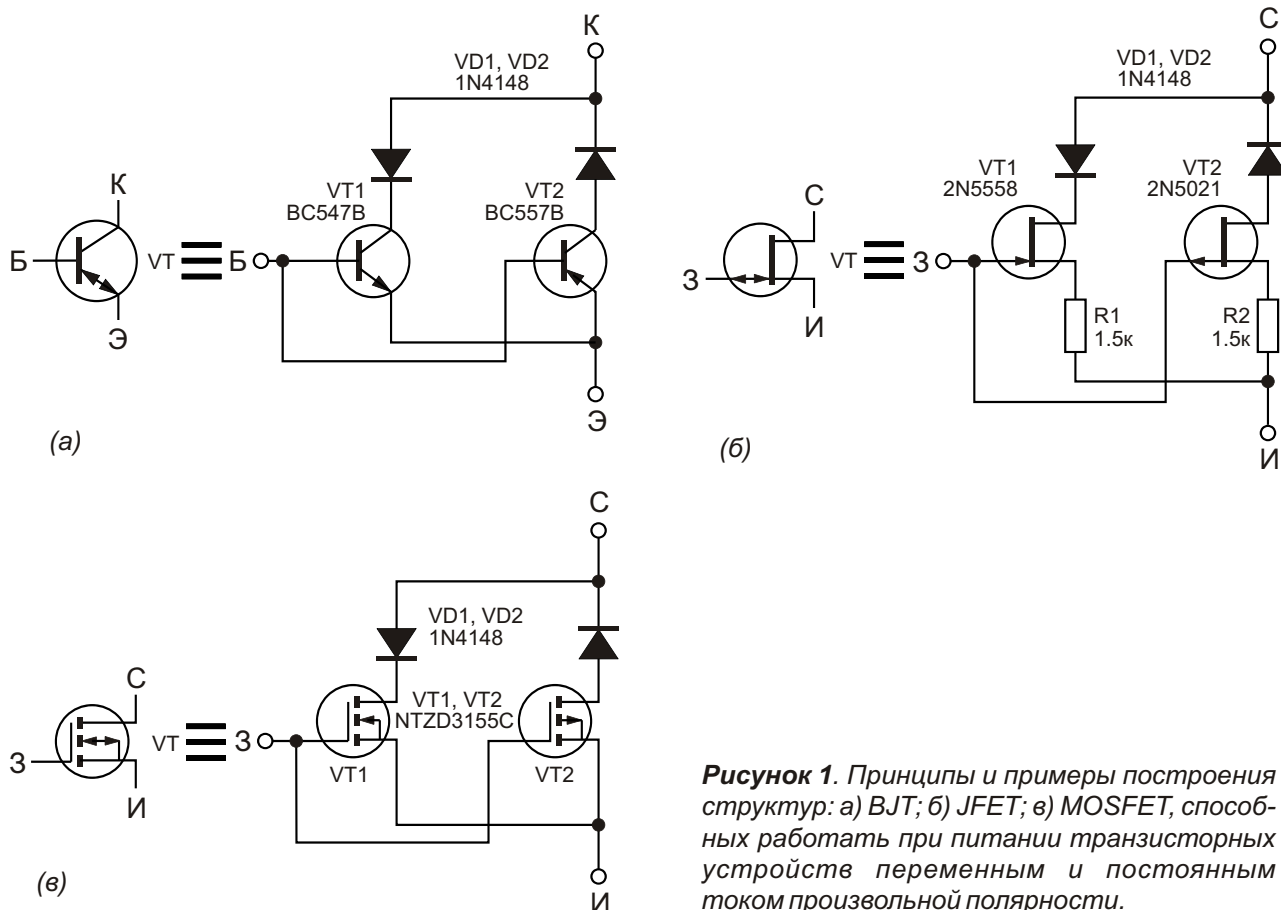
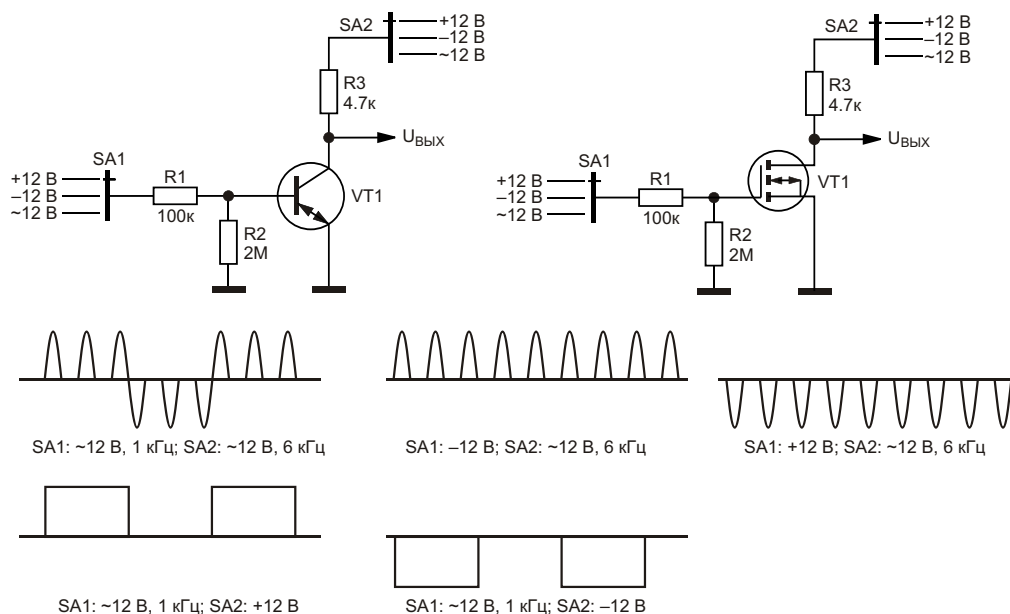


Рисунок 1. Принципы и примеры построения структур: а) BJT; б) JFET; в) MOSFET, способных работать при питании транзисторных устройств переменным и постоянным током произвольной полярности.





**Рисунок 2.** Примеры работы ключевых схем с использованием BJT и MOSFET переменного тока. Ниже представлены диаграммы выходных сигналов при различных сочетаниях входных сигналов и питающих ключевую схему напряжений.

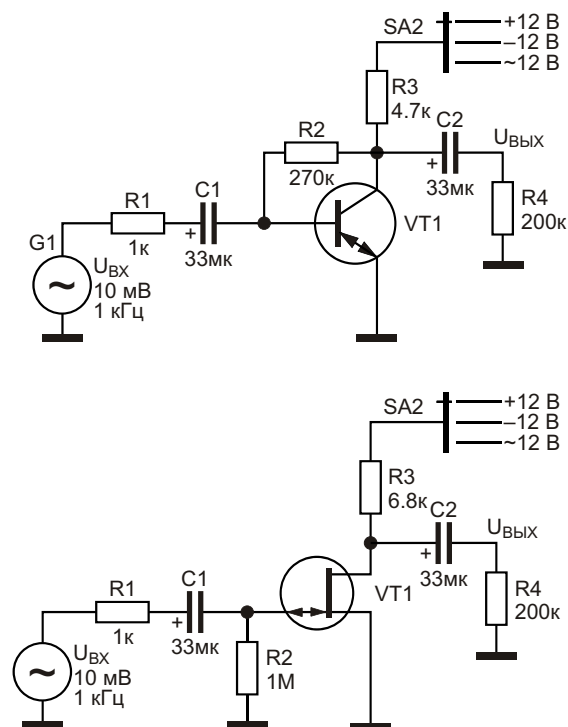
Несложное новое сочетание ранее хорошо известных компонентов позволяет синтезировать полупроводниковые приборы, в частности, транзисторы, способные работать при питании электронных схем переменным и постоянным током любой полярности.

На Рисунке 1 приведены эквивалентные схемы транзисторов переменного тока, созданные на основе дискретных распространенных элементов – биполярных и полевых транзисторов (BJT, JFET, MOSFET), а также диодов и резисторов. Разумеется, не стоит ожидать от такого сочетания иных фантастически значимых результатов, однако, как будет показано ниже, транзисторы переменного тока могут быть использованы, по меньшей мере, в составе ключевых схем, а также в технике усиления электрических сигналов.

На Рисунке 2 приведены примеры использования BJT и MOSFET в ключевых устройствах. Отчетливо видно, что таковые схемы ни в коей мере не отличаются от своих предшественников, работающих на постоянном токе, однако позволяют добиться довольно примечательных результатов. Диаграммы выходных сигналов, полученные при подаче на вход ключа напряжения постоянного тока  $\pm 12$  В, а также переменного тока частотой 1 кГц со среднеквадратичным значением синусоидального напряжения 12 В, и при питании устройства напряжением постоянно-

го тока  $\pm 12$  В, а также переменного тока частотой 6 кГц, также приведены на Рисунке 2.

Диаграммы электрических процессов для ключей на BJT и MOSFET практически не отличаются. На Рисунке 2 не показаны ввиду



**Рисунок 3.** Примеры работы усилительных каскадов с использованием BJT и JFET переменного тока.

их малости остаточные напряжения импульсов или остатки полупериодов синусоиды противоположной полярности, имеющие уровень порядка 700 мВ.

Электрические схемы усилительных каскадов, выполненных на ВJT и JFET переменного тока (Рисунок 3), также относятся к классическим, за исключением того, что они могут питаться переменным и постоянным током произвольной полярности. Ввиду не полной идентичности транзисторов, составляющих ВJT и JFET переменного тока, параметры усилителей разнятся, но не столь значительно. Так, например, для усилителя на ВJT при питании его от источника напряжением +12 В коэффициент передачи составил 41.1 дБ; полоса пропускания на уровне –3 дБ – 2.5 Гц ... 330 кГц; коэффициент нелиней-

ных искажений на частоте 1 кГц – 0.827%. При питании от –12 В коэффициент передачи был равен 40.7 дБ; полоса пропускания – 2.2 Гц ... 220 кГц; коэффициент нелинейных искажений – 2.038%.

Для усилителя на ВJT при питающем напряжении +12 В коэффициент передачи составил 10.2 дБ; полоса пропускания – 25 мГц ... 4.7 МГц; коэффициент нелинейных искажений 0.016%. При питании от –12 В коэффициент передачи – 10.4 дБ; полоса пропускания – 25 мГц ... 4.2 МГц; коэффициент нелинейных искажений – 0.046%. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet InterFET 2N5021](#)
2. [Datasheet NJS 2N5558](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor NTZD3155C](#)

# Измеритель фазового сдвига

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема несложного устройства, позволяющего контролировать фазовый сдвиг двух периодически повторяющихся сигналов произвольной формы в пределах от 0 до 180 градусов.

Устройство на Рисунке 1 предназначено для измерения фазового сдвига двух периодически повторяющихся сигналов произвольной формы в пределах от 0 до 180 градусов. Рабочая область измерителя простирается от 1 до 500 кГц при уровне входных сигналов от 0.5 до 15 В.

Измеритель сдвига фаз содержит входные цепи с защитой от перегрузки (диоды VD1–VD4), два компаратора – DA1.1 и DA1.2 микросхемы LM339N, двухвходовый элемент И-НЕ DD1.1 микросхемы CD4093, а также измерительный мост постоянного тока с цифровым измерителем напряжения PA1.

Устройство работает следующим образом. Входные периодически повторяющиеся сиг-

налы через резисторы R1 и R2 поступают на входы компараторов DA1.1 и DA1.2 и преобразуются в импульсы прямоугольной формы. Далее выходные сигналы с компараторов поступают на входы элемента 2И-НЕ DD1.1. В соответствии с законами работы элемента 2И-НЕ, его выходной сигнал переключается на уровень логического нуля лишь в том случае, если на его входах одновременно присутствуют сигналы уровня логической единицы.

Если входные импульсы равной длительности сдвинуты по времени (исходно сдвинуты по фазе), то на выходе элемента 2И-НЕ сигналы прямоугольной формы имеют длительность паузы, прямо пропорциональную фазовому сдвигу.

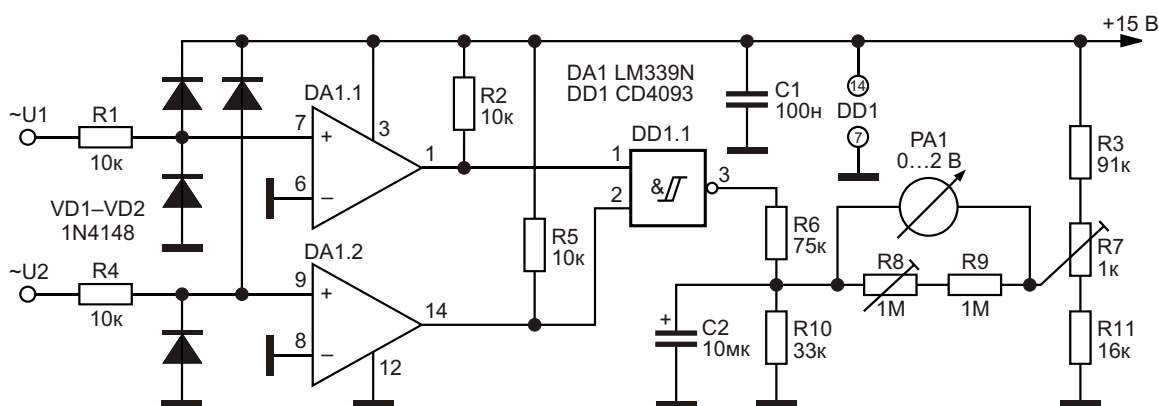


Рисунок 1. Измеритель фазового сдвига в пределах от 0 до 180 градусов.

Импульсы с выхода элемента 2И-НЕ через резистор R6 поступают на мостовую измерительную схему, в состав которой входит конденсатор С2. Назначение этого конденсатора – сглаживать пульсации напряжения на резисторе R10. Соответственно, напряжение на этом резисторе прямо пропорционально фазовому сдвигу.

Для подготовки прибора к работе при фазовом сдвиге входных сигналов синусоидальной формы  $0^\circ$  при помощи потенциометра R7

устанавливают ноль показаний цифрового вольтметра РА1. Затем, при фазовом сдвиге в  $180^\circ$  при помощи потенциометра R8 устанавливают уровень напряжения на измерительном приборе 1.8 В. Таким образом, фазовый сдвиг в  $1^\circ$  соответствует изменению показаний прибора на 10 мВ. **РЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM339-N](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4093B](#)



# Схема восстановления синхросигналов для зашумленных систем

Luis Brugarolas

EDN

Предлагаемая схема восстановления синхронизации может работать с цифровыми сигналами NRZ (Nonreturn To Zero – без возврата к нулю) даже при низких отношениях сигнал/шум. Подсистема основана на схеме ФАПЧ, состоящей из фазового компаратора, петлевого фильтра и управляемого напряжением генератора (ГУН). Если фазовый компаратор расположен после блока демодулятора, типичным критерием сравнения является пересечение нуля принимаемого сигнала (фронты сигналов, совместимых с ТТЛ). Выходное напряжение фазового компаратора должно быть пропорционально разности фаз между входящим сигналом и синхросигналом, генерируемым ГУН. Но, в

отличие от фазового компаратора, основанного на синтезаторе, сравнение должно происходить только при наличии информации, то есть на переходах уровня сигнала данных. В отсутствие переходов система восстановления должна запрещать работу фазового компаратора для минимизации его шумов. На Рисунке 1 представлена схема фазового компаратора, которую можно реализовать на ПЛИС или ППВМ (программируемой вентильной матрице). Испытания показали, что компаратор устойчиво работает в демодуляторе VSAT при потоке данных 2 Мбит/с с отношением сигнал шум 6 дБ или ниже. Компаратор легко захватывает и отслеживает сигнал.

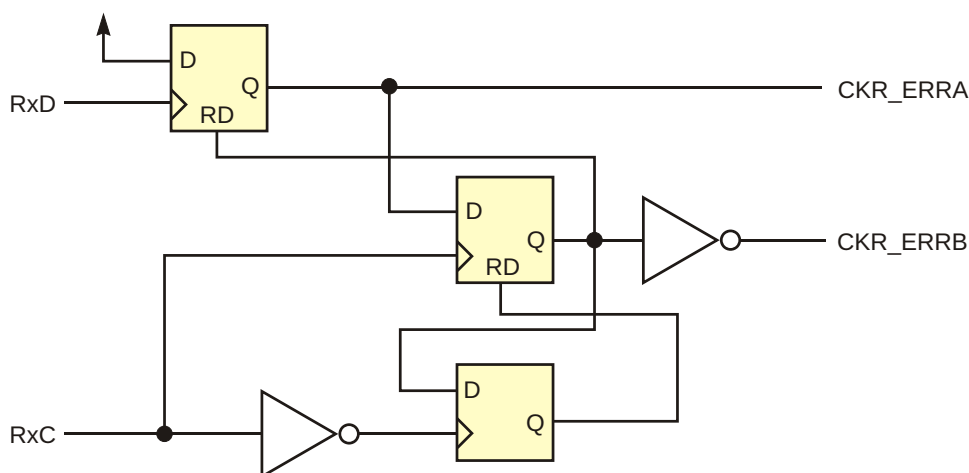
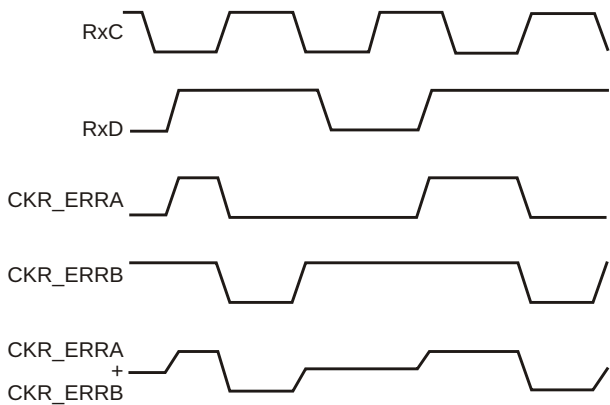


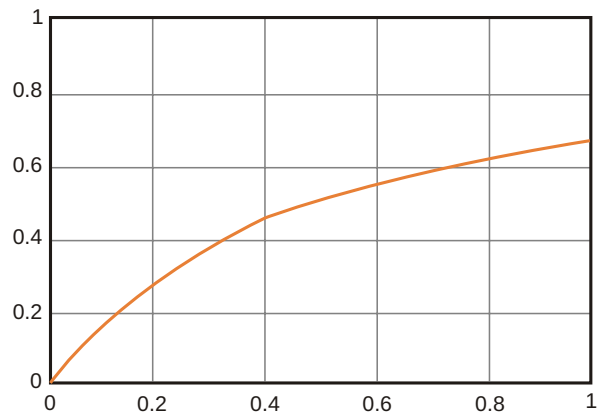
Рисунок 1. Фазовый компаратор для системы восстановления синхронизации может быть сделан на основе программируемой логической микросхемы.



**Рисунок 2.** Нижний сигнал отображает абсолютное значение разности между CKR\_ERRA и CKR\_ERRB.

В фазовом компараторе использованы три D-триггера с входами асинхронного сброса. Компаратор имеет два входа: RxD и RxC и два выхода: CKR\_ERRA и CKR\_ERRB. Эти входы и выходы формируют тройственную комбинацию выходных сигналов: высокие уровни на обоих выходах увеличивают частоту, оба низких уменьшают частоту, сигналы противоположных уровней оставляют частоту без изменения. Они образуют конечный автомат:

1. Передний фронт на входе данных запускает CKR\_ERRA.
2. Следующий после запуска передний фронт RxC запускает CKR\_ERRB и сбрасывает CKR\_ERRA.
3. Следующий спадающий фронт RxC (то есть, на пол периода тактовой частоты позже) сбрасывает CKR\_ERRB.



**Рисунок 3.** Выходное напряжение фазового компаратора нелинейно, однако для функции восстановления синхронизации эта нелинейность несущественна.

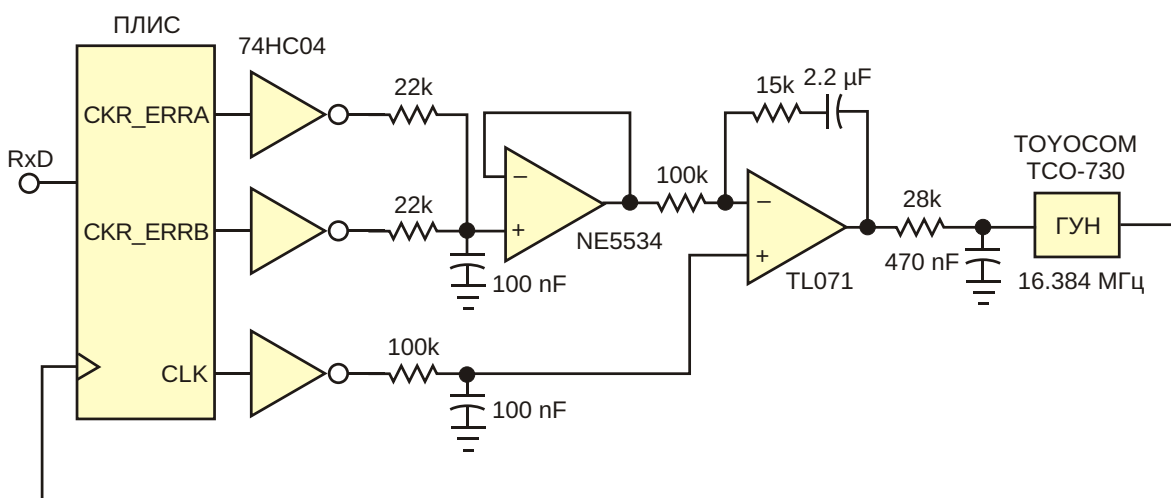
Работа фазового компаратора иллюстрируется Рисунок 2. Передаточная функция компаратора нелинейна (Рисунок 3) и соответствует выражению

$$V_{\text{OUT}} = \frac{t}{1 + \frac{T}{2}}$$

где

- t – время от переднего фронта RxD до переднего фронта RxC;
- T – период импульсов RxC.

Нелинейный характер передаточной функции не является ограничением, поскольку система работает вблизи точки, в которой  $t = T/2$ . Кроме того, наличие шума эффектив-



**Рисунок 4.** Для полной схемы восстановления синхронизации требуется очень мало компонентов.

но снижает коэффициент усиления компаратора и сглаживает его работу. Таким образом, в конструкции ФАПЧ должны учитываться изменения в передаточной функции компаратора. На Рисунке 4 показана упрощенная окончателная реализация схемы ФАПЧ. Для ослабления коммутационных помех выходные сигналы программируемого логического устройства буферизуются. Сигнал для неинвертирующего опорного входа операционного усилителя TL071 формируется из отфильтрованного симметричного тактового

сигнала; это значит, что опорный уровень находится точно посередине между высоким и низким логическими уровнями. Следовательно, работа системы не зависит от напряжения питания. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC04](#)
2. [Datasheet Texas Instruments NE5534](#)
3. [Texas Instruments TL071A](#)
4. [Datasheet TOYOCOM TCO-730](#)

# Схема измеряет токи в серводвигателе постоянного тока

Shyam Tiwari

EDN

Простая схема на Рисунке 1 позволяет измерять все составляющие постоянного тока, протекающего через исполнительный двигатель. Выпрямленный выходной сигнал схемы имеет опорный уровень земли, поэтому для его измерения не нужен АЦП с дифференциальным входом. Сопротивление токоизмерительного резистора  $R_1$  равно 0.1 Ом. Микросхема токового монитора ZXCT1010 преобразует дифференциальное напряжение на резисторе в несимметричный сигнал. Две таких микросхемы образуют выпрямитель сигнала. Несимметричный сигнал делает схему измерений на АЦП недорогой, компактной и потребляющей мало энергии. Этот метод также позволяет измерять токи от многих источников одновремен-

но, например, в роботах, в которых используется несколько серводвигателей. Точность измерения составляет примерно  $\pm 3\%$ , что является адекватным для большинства динамических систем. Следовательно, для оцифровки сигнала будет достаточно 8-разрядного аналого-цифрового преобразователя. Если необходимо знать среднее значение тока, можно удалить переменную составляющую, включив усредняющий конденсатор между клеммами  $V+$  и  $V-$ . Нефильтрованный сигнал имеет разрешение по частоте 300 кГц. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes ZXCT1010](#)

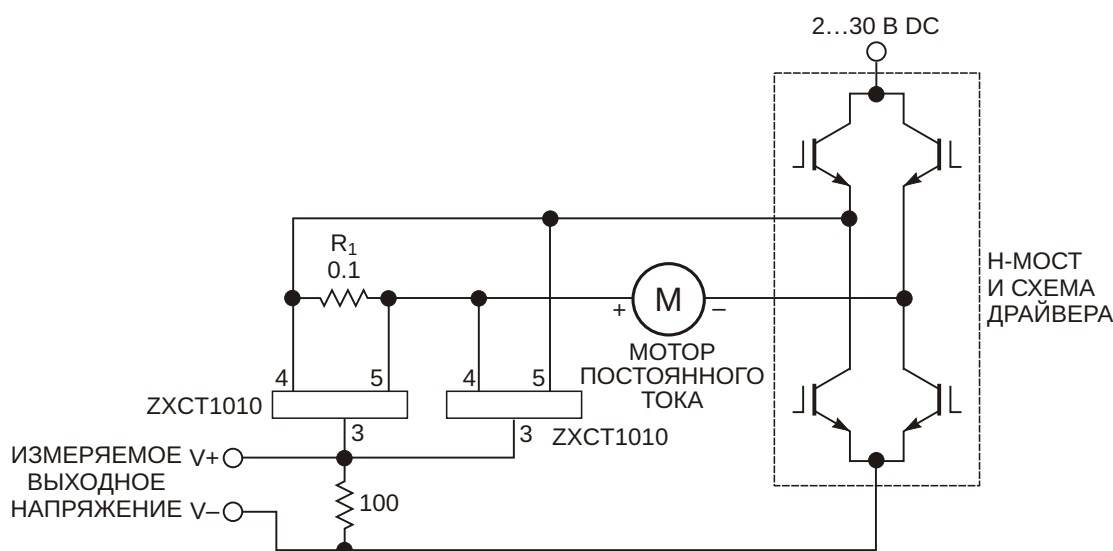


Рисунок 1. С помощью этой простой схемы можно измерять токи серводвигателя постоянного тока.



# Преобразователи напряжения 30 ... 400 В в $\pm 12$ В на одной микросхеме

Zhijun (George) Qian, William Xiong, Analog Devices

Analog Dialogue

Электрическим транспортным средствам, большим аккумуляторным блокам, средствам домашней автоматизации, промышленным и телекоммуникационным устройствам может требоваться преобразование высоких напряжений в  $\pm 12$  В для питания двуполярным напряжением усилителей, датчиков, преобразователей данных и контроллеров промышленных процессов. Одной из проблем во всех этих системах является создание компактного, эффективного двуполярного регулятора, способного работать в диапазоне температур от  $-40$  °С до  $+125$  °С, что особенно важно в автомобильной промышленности и других приложениях, работающих при высоких температурах.

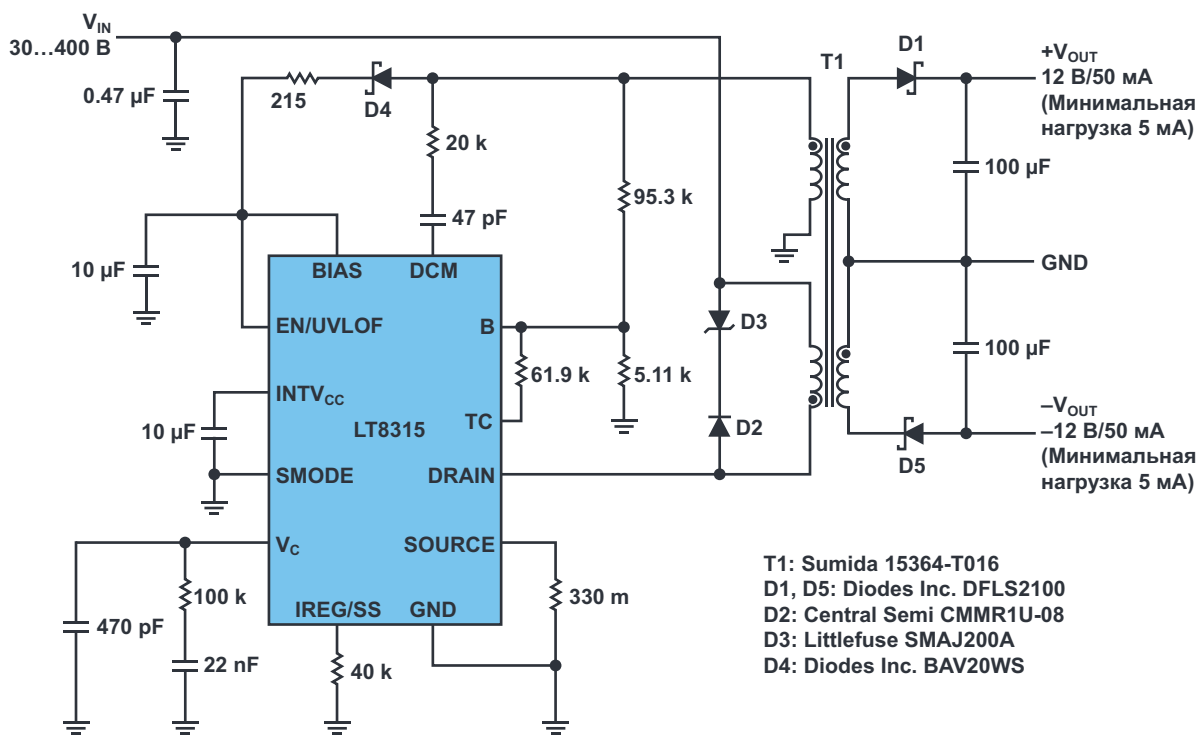
Линейные регуляторы хорошо понятны и обычно возглавляют список кандидатов на использование в биполярных источниках питания, но для упомянутых ранее приложений с высоким входным и низким выходным напряжением они не подходят, главным образом из-за рассеяния большого количества тепла в линейном регуляторе при высоких коэффициентах понижения. Кроме того, для двуполярного решения требуются, как минимум, две интегральные схемы: один линейный стабилизатор положительного напряжения и преобразователь с отрицательным выходным напряжением. Лучшим решением было бы использование одного

импульсного регулятора, позволяющего из относительно высокого входного напряжения получить оба выходных напряжения с хорошим КПД и качеством стабилизации и одновременно уменьшить занимаемую площадь и стоимость.

В этой статье представлены две элегантные схемы, вырабатывающие выходное напряжение  $\pm 12$  В из широкого диапазона входных напряжений от 30 В до 400 В, в каждой из которых используется один высоковольтный преобразователь LT8315. Одна схема имеет изолированную обратную топологию, вторая основана на неизолированной понижающей топологии. Сама LT8315 представляет собой высоковольтный монолитный преобразователь с интегрированным 630-вольтовым MOSFET, выдерживающим ток до 300 мА, схемой управления и высоковольтной цепью запуска, выпускаемый в 20-выводном корпусе TSSOP с улучшенным тепловым сопротивлением.

## Изолированный двуполярный обратноходовой регулятор без оптоизолятора

Обратноходовые преобразователи широко используются в приложениях с несколькими выходами для обеспечения гальванической развязки, повышения безопасности и

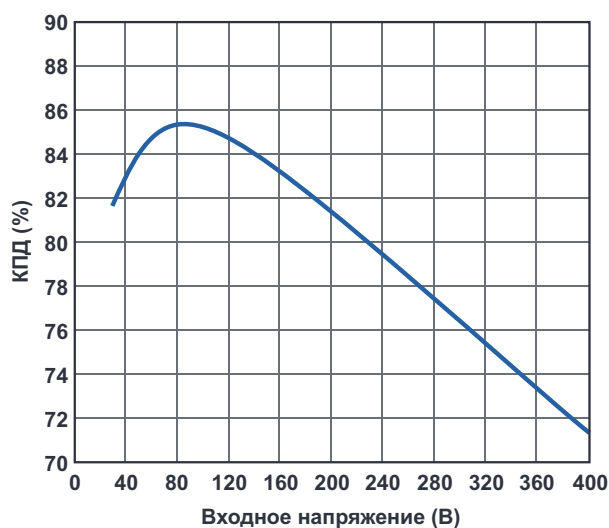


**Рисунок 1.** Законченная схема изолированного обратного преобразователя с широким диапазоном входных напряжений от 30 В до 400 В, выходными напряжениями  $\pm 12$  В и током нагрузки 50 мА.

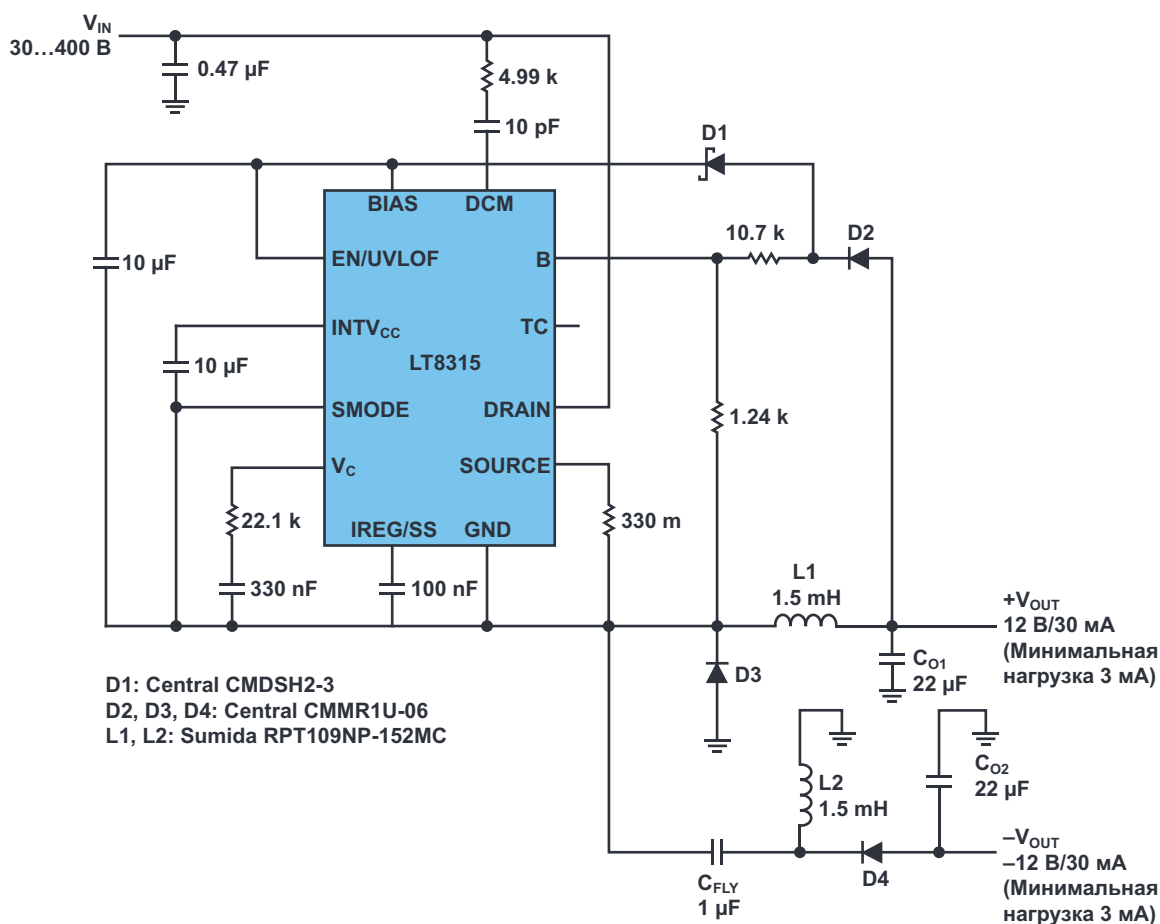
улучшения помехоустойчивости. В зависимости от того, какая сторона выхода заземлена, выходные напряжения могут быть положительными или отрицательными. Традиционно регулирование выходного напряжения осуществляется с помощью оптронов, передающих информацию от эталонной цепи вторичной стороны к первичной стороне. Проблема заключается в том, что оптоизоляторы значительно усложняют схему и ухудшают ее надежность из-за большой задержки распространения, старения, разброса коэффициентов передачи тока и пр. Как правило, в контуре регулирования доминирует один выход, подключенный к выводу обратной связи микросхемы, в то время как другие выходы слабо контролируются через обмотки трансформатора, что приводит к плохой стабилизации их напряжений.

LT8315 не требует оптопары и измеряет отраженное изолированное выходное напряжение с помощью дополнительной третичной обмотки силового трансформатора. Кроме того, для достижения высокого качества стабилизации по нагрузке выходное напряжение измеряется в те моменты, когда ток вторичной обмотки практически равен

нулю. В схемах с двумя выходами эта уникальная схема считывания напряжения дополнительно позволяет минимизировать различие двух напряжений; при этом любой выход может быть ведущим. В результате легко достигается типичная точность стабилизации напряжения нагрузки 5%.



**Рисунок 2.** Зависимость КПД при полной нагрузке от входного напряжения для обратного преобразователя на Рисунке 1.



**Рисунок 3.** Схема неизолированного понижающего преобразователя с двумя дросселями, основанная на одной микросхеме LT8315: входное напряжение от 30 В до 400 В, выходные напряжения  $\pm 12$  В, ток 30 мА для обоих каналов.

В показанной на Рисунке 1 схеме LT8315 работает в квазирезонансном режиме граничной проводимости. MOSFET первичной стороны вносит минимальные потери переключения, поскольку его включение происходит в провалах резонансного «звона», когда ток через MOSFET практически отсутствует. В диоде вторичной стороны нет потерь обратного восстановления. Трансформатор с усиленной изоляцией 3 кВ является единственным компонентом, обеспечивающим изолирующий барьер, что повышает надежность системы и отвечает строгим требованиям к изоляции высоковольтных источников питания. На Рисунке 2 показана зависимость КПД от входного напряжения при полной нагрузке. Пиковый КПД этого обратноходового преобразователя достигает 85.3% при входном напряжении 70 В и выходных токах обоих каналов 50 мА.

На Рисунке 1 изображена полная схема обратноходового преобразователя с диапазо-

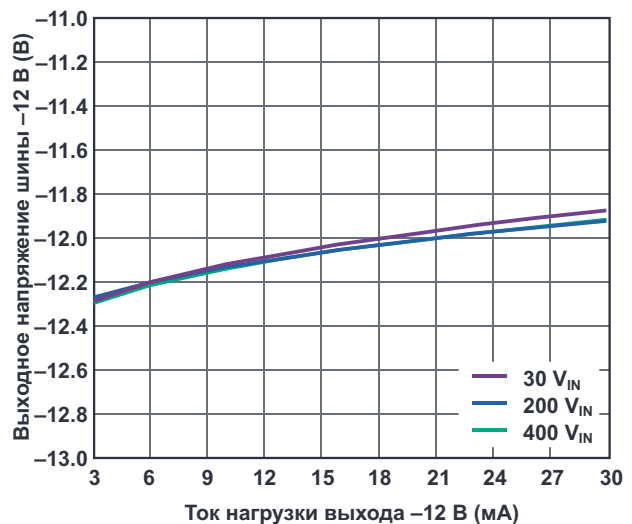
ном входных напряжений от 30 В до 400 В. Ее выходные напряжения  $\pm 12$  В точно стабилизируются при токах нагрузки от 5 мА до 50 мА.

### Неизолированный двуполярный понижающий регулятор с двумя дросселями

Способность LT8315 выдерживать высокие входные напряжения может найти применение в неизолированных решениях с недорогими общедоступными дросселями. Схема понижающего преобразователя с двумя дросселями, требующая лишь нескольких дополнительных компонентов, изображена на Рисунке 3. Этот схема также работает с входными напряжениями от 30 В до 400 В, преобразуя их в  $\pm 12$  В при максимальном токе 30 мА. КПД схемы для обоих выходов при полной нагрузке и входном напряжении 30 В может достигать 87%.

В этой конфигурации вывод GND микросхемы LT8315 преднамеренно не заземлен и подключен как общий коммутационный узел для управления обоими выходами. При разводке печатной платы области контактных площадок выводов GND микросхемы LT8315 должны находиться в границах вскрытого основания кристалла (вывод 21), чтобы уменьшить уровень электромагнитных помех и влияние на другие компоненты, поскольку в такой топологии шина GND является относительно шумным коммутационным узлом. Диод D2 и два резистора с допусками 1%, подключенных к выводу FB, образуют цепь обратной связи, регулирующую положительное выходное напряжение. Диод D2 необходим для предупреждения разряда вывода FB во время открытого состояния MOSFET. Прямое падение напряжения на диоде D2 не влияет на работу делителя напряжения, так как прямые напряжения D2 и D3 равны и компенсируют друг друга. Следовательно, положительное выходное напряжение отслеживается цепью обратной связи без ошибок и хорошо регулируется.

Шина отрицательного напряжения содержит низковольтный конденсатор связи  $C_{FLY}$ , второй дроссель L2, ограничивающий диод D4 и выходной конденсатор  $C_{O2}$ . В соответствии с вольт-секундным балансом дросселя для контура  $C_{O1}$ -L1- $C_{FLY}$ -L2, среднее напряжение на L1 и L2 равно нулю, поэтому напряжение на конденсаторе связи  $C_{FLY}$  равно положительному выходному напряжению.  $C_{FLY}$  заряжает дроссель L2 при включенном MOSFET, тогда как D4 обеспечивает путь разряда L2, пока MOSFET выключен. Отрицательное выходное напряжение косвенно регулируется на основе напряжения на  $C_{FLY}$ , которое остается постоянным и равным положительному выходному напряжению. Как видно из нагрузочных характеристик на Рисунке 4, напряжение отрицательного источника стабилизируется с точностью  $\pm 5\%$  в диапазоне токов нагрузки от 3 мА до 30 мА при различных входных напряжениях и полной нагрузке 30 мА канала положительного напряжения.



**Рисунок 4.** Нагрузочная характеристика канала отрицательного напряжения 12 В при различных входных напряжениях и максимальном токе нагрузки положительного канала для понижающего преобразователя с двумя дросселями на Рисунке 3.

## Заключение

В этой статье представлены две схемы двуполярных преобразователей с широкими диапазонами входных напряжений от 30 В до 400 В: один изолированный, другой неизолированный. В обоих случаях использована микросхема LT8315, выбранная из-за наличия интегрированного высоковольтного MOSFET, цепи обратной связи, не требующей оптоизолятора, и внутренней высоковольтной схемы запуска. К другим важным функциям и особенностям микросхемы относятся мягкий запуск, режим генерации пачек с низким уровнем пульсаций, программируемый порог ограничения тока, блокировка при пониженном напряжении, температурная компенсация и низкий ток потребления. Высокий уровень интеграции LT8315 упрощает проектирование схем с высокими входными и двуполярными выходными напряжениями для широкого спектра приложений. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LT8315](#)

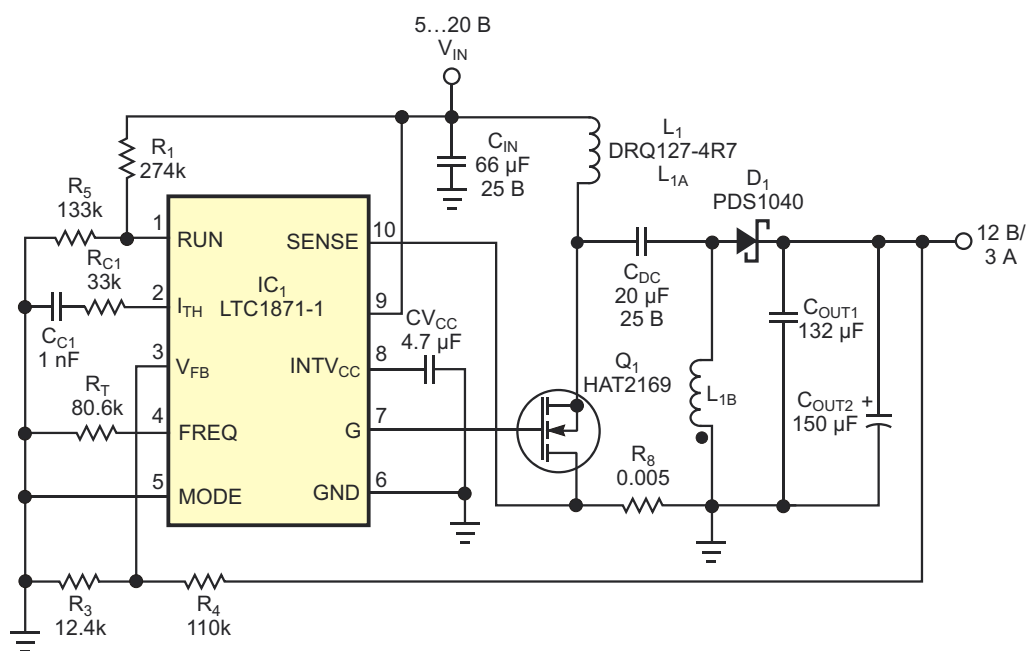
# Двухфазный преобразователь снижает пульсации тока и улучшает характеристики ЭМИ

Goran Perica

EDN

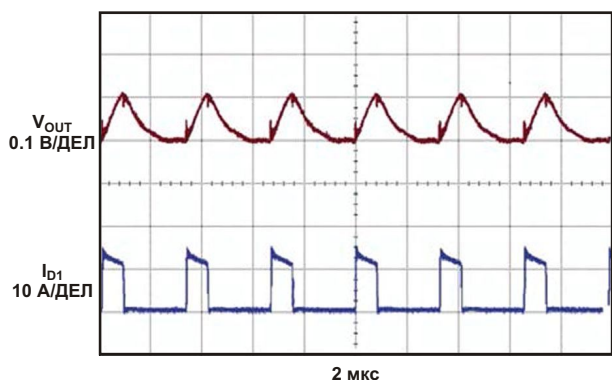
**В** приложениях DC/DC преобразования, где входное напряжение может быть ниже или выше выходного, можно использовать либо обратноходовые преобразователи, либо SEPIC (single-ended-primary-inductor converter). Преобразователи SEPIC создают меньше пульсаций входного тока, чем обратноходовые схемы. Недостатками обоих преобразователей являются относительно высо-

кие уровни пульсаций выходного тока, особенно при больших нагрузках и низком входном напряжении. С ростом величины пульсаций выходного тока ужесточаются требования к емкости выходного фильтра схемы, что увеличивает размер и стоимость устройства. Снизить пульсации выходного тока и напряжения без увеличения размеров и стоимости приложения можно с помощью многофазного



**Рисунок 1.** Однофазный преобразователь SEPIC создает низкие пульсации входного тока и подходит для уровней мощности от 5 до 50 Вт.





**Рисунок 2.** Пиковые токи выходного конденсатора схемы на Рисунке 1 достигают примерно 14 А (нижняя осциллограмма).

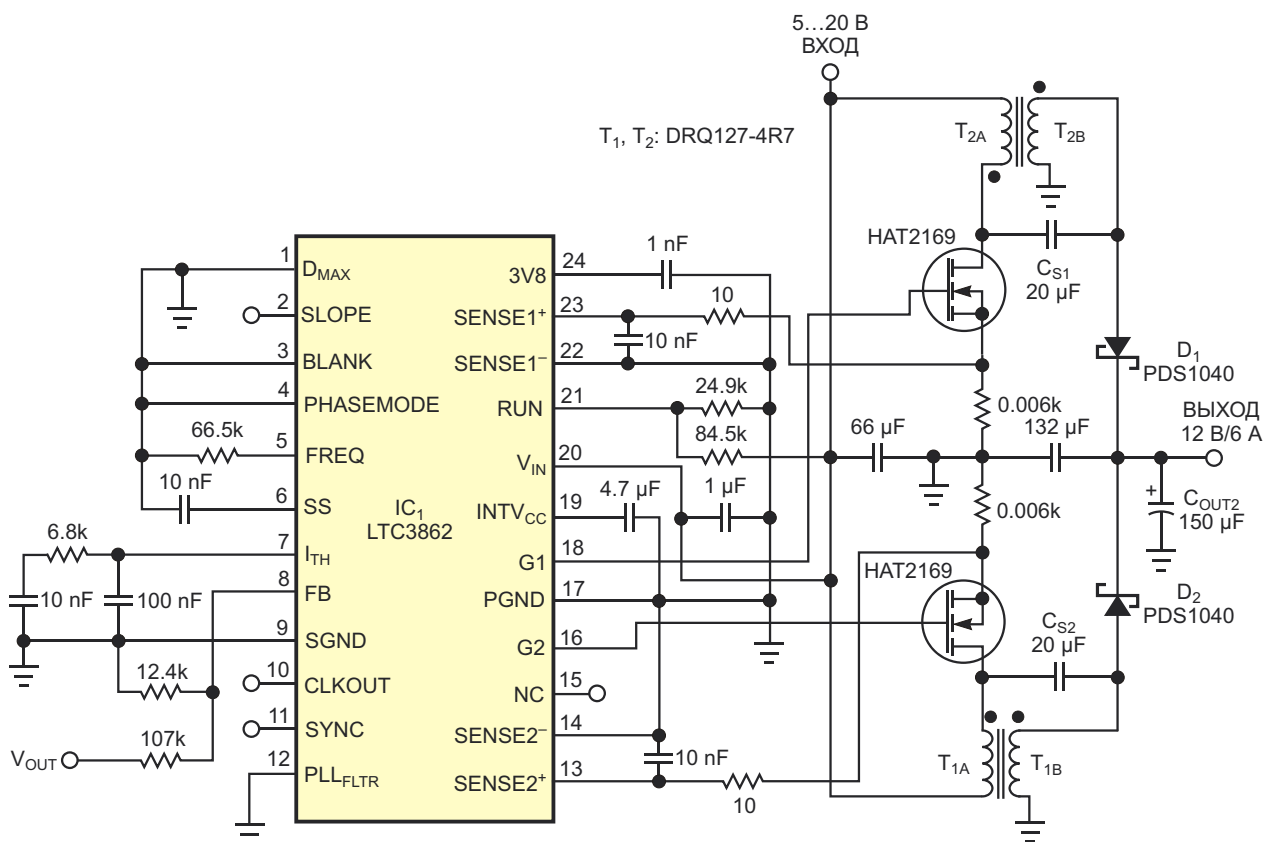
SEPIC или обратноходового преобразователя. Использование многофазной обратноходовой схемы также значительно снижает пульсации входного тока.

Чтобы оценить преимущества двухфазной схемы перед однофазной, в этой статье сравниваются две конструкции, работающие на частоте переключения 300 кГц. Для корректности сравнения в обоих примерах используются одни и те же силовые компоненты, вслед-

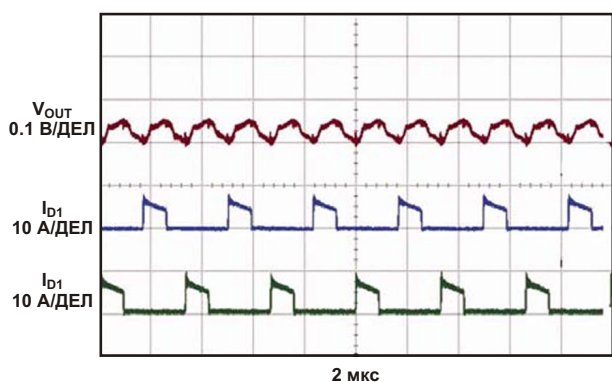
ствие чего выходная мощность двухфазной схемы вдвое выше, чем у однофазной.

Схема однофазного преобразователя SEPIC может отдавать ток до 3 А (Рисунок 1). Обычно КПД SEPIC на 1-2% выше, чем у обратноходовых преобразователей. На Рисунке 2 на верхней осциллограмме показан выходной ток диода при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки, а на нижней — пульсации выходного напряжения. Выходные конденсаторы схемы должны выдерживать пиковые значения тока выходного диода до 14 А. Даже несмотря на то что в схеме используются четыре выходных конденсатора с низким ESR (эквивалентным последовательным сопротивлением), пульсации выходного напряжения все равно составляют 110 мВ пик-пик. Алюминиевый выходной конденсатор  $C_{OUT2}$  мало помогает в снижении выходных пульсаций из-за гораздо более высокого ESR.  $C_{OUT2}$  в основном помогает сглаживать реакцию на переходные процессы в нагрузке, добавляя большую емкость к выходной шине.

На Рисунке 3 изображена схема двухфазного преобразователя, похожая на однофазный преобразователь на Рисунке 1, за исклю-



**Рисунок 3.** Добавив второй силовой каскад и сдвинув фазы синхронизации на 180°, выходные пульсации тока можно снизить более чем на 50%.

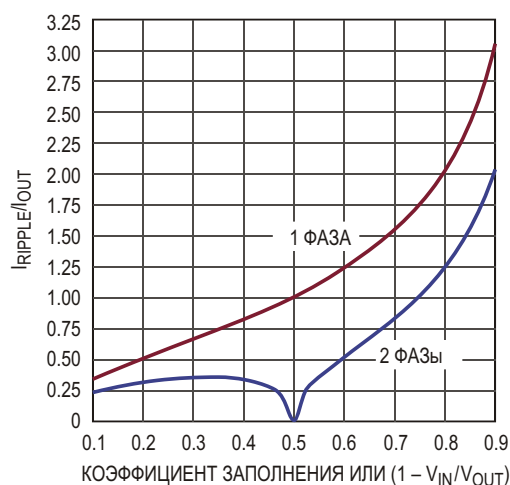


**Рисунок 4.** Для двухфазного преобразователя SEPIC пульсации выходного тока ниже на 50%. Пульсации выходного напряжения на 50% ниже, чем у однофазной конструкции с такими же выходными конденсаторами.

чением добавления идентичного силового каскада второй фазы. Вторая фаза вдвое уменьшает токи дросселя, MOSFET, и выходного диода. При вдвое меньших пиковых токах выходных диодов на 50% снижаются выходные пульсации (Рисунок 4). Кроме того, удваивается частота пульсаций выходного тока, что облегчает фильтрацию при необходимости использования дополнительного LC-фильтра.

Преимущества использования двухфазного преобразователя становятся очевидными, если сравнить пульсации тока выходного конденсатора (Рисунок 5). У двухфазного преобразователя они всегда ниже, чем у эквивалентного однофазного преобразователя. Пульсации тока выходного конденсатора двухфазного преобразователя зависят от коэффициента заполнения и при 50% могут приближаться к 0 А. Пульсации тока дросселя все же остаются, но их можно уменьшить, используя дроссели большего размера.

Использование двухфазного преобразователя означает, что вы можете использовать дроссели, MOSFET, выходные диоды и выходные конденсаторы меньшего размера,



**Рисунок 5.** Нормализованные зависимости пульсаций тока на выходном конденсаторе для одно- и двухфазного преобразователя SEPIC показывают преимущество двухфазной схемы. ( $I_{OUT}$  – выходной ток,  $I_{RIPPLE}$  – пульсации выходного тока).

чем потребовалось бы для эквивалентного однофазного преобразователя. Поскольку весьма вероятно, что в мощных конструкциях придется использовать более одного MOSFET, для двухфазной схемы может оказаться достаточно только одного дополнительного дросселя и одного диода меньших размеров. Выходные LC-фильтры также могут быть меньше из-за удвоения частоты выходных пульсаций. И, наконец, характеристики электромагнитных излучений двухфазного SEPIC должны быть лучше, чем у однофазного преобразователя, из-за более низких скоростей нарастания тока и меньших размеров токовых петель. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices LTC1871-1](#)
2. [Datasheet Linear Technology LTC3862](#)
3. [Datasheet Renesas HAT2169H](#)
4. [Datasheet Diodes PDS1040](#)

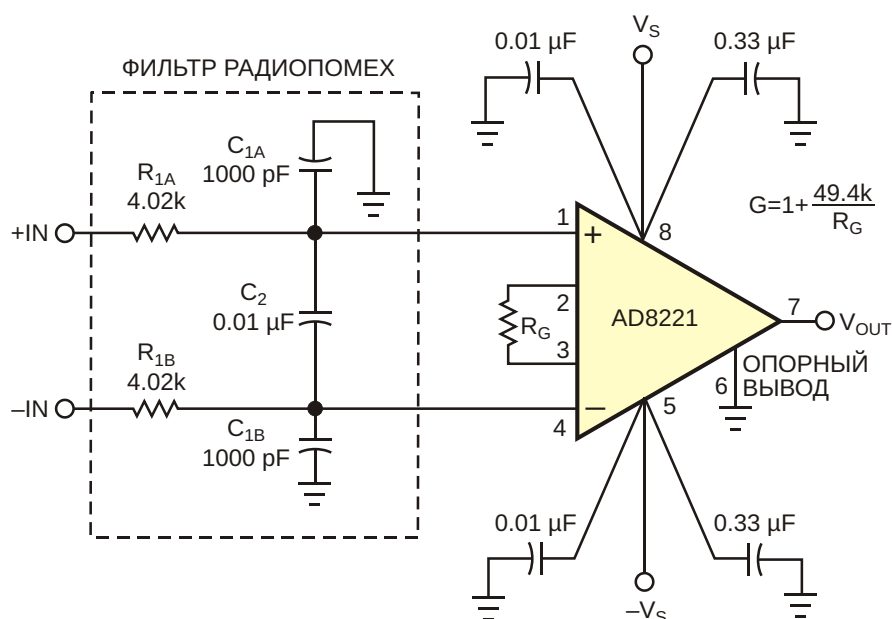
# Входной фильтр предотвращает выпрямление радиочастотных помех инструментальным усилителем

Charles Kitchin, Lew Counts, Moshe Gerstenhaber

EDN

**И**нструментальные усилители используются в различных приложениях, когда слабый дифференциальный сигнал необходимо извлекать из больших синфазных шумов или помех. Однако разработчики часто упускают из виду потенциальную проблему, связанную с тем, что радиочастотные шумы могут выпрямляться внутренними диодами, образованными р-п переходами на кремниевой подложке кристалла инструментального уси-

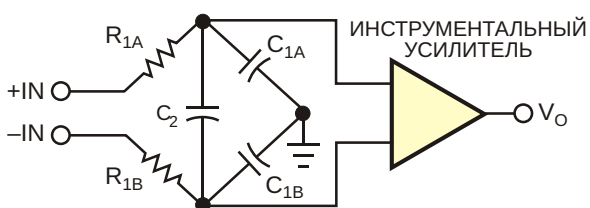
лителя. Обычно инструментальные усилители значительно ослабляют входные синфазные сигналы. К сожалению, фактор выпрямления радиочастотных сигналов сохраняется, поскольку даже самые хорошие инструментальные усилители практически не способны подавлять синфазные сигналы на частотах выше 20 кГц. Входной каскад усилителя может выпрямлять сильные радиочастотные сигналы, что будет проявляться как ошибка



**Рисунок 1.** Эта схема фильтра нижних частот предотвращает ошибки радиочастотного выпрямления в инструментальных усилителях.

смещения по постоянному напряжению. Если входной каскад выпрямит сигнал, никакая фильтрация нижних частот на выходе инструментального усилителя не сможет устранить ошибку. Наконец, если радиочастотные помехи непостоянны, ошибки измерения могут остаться незамеченными. Наилучшее практическое решение этой проблемы заключается в том, чтобы обеспечить подавление помехи перед инструментальным усилителем с помощью дифференциального фильтра нижних частот. Фильтр должен удалять из входных линий как можно больше радиочастотной энергии, сохранять «баланс» сигнала переменного тока между каждой линией и землей (общей шиной) и обеспечивать достаточно высокий входной импеданс во всей полосе измерений, чтобы не допустить нагрузки на источник сигнала. На Рисунке 1 представлен стандартный блок для широкого спектра дифференциальных фильтров радиопомех.

Номиналы компонентов типичны для инструментальных усилителей последних поколений, таких как AD8221, полоса пропускания которого по уровню  $-3$  дБ составляет 1 МГц, а типовое напряжение шумов равно 7 нВ/ Гц. Помимо подавления радиопомех, фильтр также обеспечивает дополнительную защиту входов от перегрузки; резисторы  $R_{1A}$  и  $R_{1B}$  помогают изолировать входную цепь инструментального усилителя от внешнего источника сигнала. Упрощенный вариант фильтра радиопомех показан на Рисунке 2. Видно, что фильтр образует мостовую схему, выход которой подключен к входным выводам инструментального усилителя. Из-за такого включения любое несоответствие между постоянными времени  $C_{1A}/R_{1A}$  и  $C_{1B}/R_{1B}$  разбалансирует мост и ухудшает высокочастотное подавление синфазных сигналов. Поэтому сопротивления резисто-



**Рисунок 2.** Конденсатор  $C_2$  шунтирует цепь  $C_{1A}/C_{1B}$  и частично компенсирует ухудшение подавления высокочастотных сигналов, обусловленное рассогласованием номиналов компонентов.

ров  $R_{1A}$  и  $R_{1B}$ , а также емкости конденсаторов  $C_{1A}$  и  $C_{1B}$  всегда должны быть равны.  $C_2$  подключен между «выходами моста», так что, фактически,  $C_2$  параллелен последовательной комбинации конденсаторов  $C_{1A}$  и  $C_{1B}$ . Включенный таким образом конденсатор  $C_2$  эффективно компенсирует ухудшение подавления синфазных сигналов. Например, если емкость конденсатора  $C_2$  в 10 раз больше емкости  $C_1$ , ошибки коэффициента подавления синфазных сигналов, связанные с дисбалансом  $C_{1A}/C_{1B}$ , уменьшатся в 20 раз. Обратите внимание, что на постоянную составляющую синфазного сигнала фильтр не влияет.

Фильтр радиопомех имеет дифференциальную и синфазную полосы пропускания. Дифференциальная полоса пропускания определяет частотную характеристику фильтра с дифференциальным входным сигналом, приложенным между двумя входами схемы  $+IN$  и  $-IN$ . Параметры эквивалентной постоянной времени задаются суммой сопротивлений двух одинаковых входных резисторов  $R_{1A}$  и  $R_{1B}$  и дифференциальной емкости, образованной параллельным соединением  $C_2$  и последовательной комбинации  $C_{1A}$  и  $C_{1B}$ . Дифференциальная полоса пропускания этого фильтра по уровню  $-3$  дБ равна

$$BW_{DIFF} = \frac{1}{2 R(2C_2 + C_1)}$$

Синфазная полоса пропускания определяет, что «видит» синфазный радиочастотный сигнал между двумя входами, соединенными друг с другом и с землей. На полосу пропускания синфазного радиочастотного сигнала  $C_2$  не влияет, так как этот конденсатор включен между двумя входами, помогая поддерживать на них один уровень радиочастотного сигнала. Поэтому синфазная полоса пропускания является функцией параллельного импеданса двух RC-цепочек ( $R_{1A}/C_{1A}$  и  $R_{1B}/C_{1B}$ ) относительно земли. Синфазная полоса пропускания по уровню  $-3$  дБ равна

$$BW_{CM} = \frac{1}{2 R_1 C_1}$$

При использовании в схеме на Рисунке 1 конденсатора  $C_2$  емкостью 0.01 мкФ полоса пропускания дифференциального сигнала по уровню  $-3$  дБ составляет примерно 1900 Гц.

При работе с коэффициентом усиления, равным 5, измеренная приведенная ко входу ошибка постоянной составляющей в диапазоне частот от 10 Гц до 20 МГц была меньше 6 мкВ. При единичном усилении смещение постоянной составляющей было настолько мало, что не могло быть измерено. Некоторые инструментальные усилители более склонны к радиочастотному выпрямлению, чем другие, и могут нуждаться в более надежном фильтре. Хорошим примером является микромощный инструментальный усилитель AD627, имеющий низкий рабочий ток входного каскада. Простое увеличение сопротивлений двух входных резисторов,  $R_{1A}/R_{1B}$ , емкости конденсатора  $C_2$  или того и другого может обеспечить дополнительное ослабление радиочастотной помехи за счет уменьшения ширины полосы сигнала. Ниже перечислены некоторые этапы выбора номиналов компонентов фильтра радиопомех:

1. Определите сопротивление двух последовательных резисторов и убедитесь, что предшествующая схема может адекватно работать на эти сопротивления. При типичных значениях от 2 до 10 кОм эти резисторы не должны вносить больше шума, чем вносит сам инструментальный усилитель. Использование пары резисторов по 2 кОм увеличивает тепловой шум (шум Джонсона) на 8 нВ/ Гц. Это значение возрастает до 11 нВ/ Гц при сопротивлениях резисторов 4 кОм и до 18 нВ/ Гц при сопротивлениях 10 кОм.
2. Выберите подходящее значение емкости конденсатора  $C_2$ , от которого зависит дифференциальная (сигнальная) полоса

пропускания фильтра. Емкость  $C_2$  должна быть как можно меньше и не ослаблять входной сигнал. Обычно считается нормальным, если дифференциальная полоса пропускания в 10 раз шире наибольшей частоты сигнала.

3. Выберите емкости конденсаторов, которые определяют синфазную полосу пропускания. Для хорошего подавления высокочастотных синфазных сигналов емкости этих конденсаторов должны составлять 10% или меньше от емкости  $C_2$ . Ширина синфазной полосы пропускания всегда должна составлять менее 10% от полосы инструментального усилителя при единичном усилении.

Изготавливать фильтр радиопомех следует на печатной плате со слоями земли с обеих сторон. Выводы всех компонентов должны быть как можно короче.  $R_1$  и  $R_2$  могут быть обычными металлопленочными резисторами с допустимым отклонением сопротивления 1%. Однако все три конденсатора должны иметь достаточно высокую добротность и низкие потери. Чтобы не ухудшать подавление схемой синфазных сигналов, конденсаторы  $C_{1A}$  и  $C_{1B}$  должны иметь допуски 5%. Хорошим выбором будут традиционные 5-процентные слюдяные конденсаторы с серебряными обкладками или новые 2-процентные пленочные конденсаторы Panasonic серии PPS. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD627](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8221](#)



# Простой формирователь профиля управления шаговыми двигателями

Richard Brien

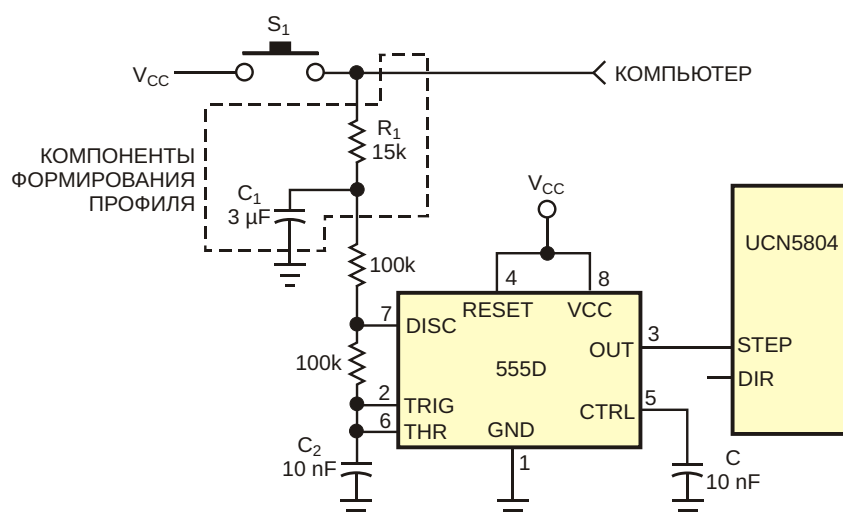
EDN

**Ш**аговые двигатели являются синхронными устройствами, которые последовательно поворачиваются на один шаг с приходом каждого управляющего импульса. Чтобы мотор вращался быстрее, частота импульсов должна быть выше. Однако из-за инерции вала двигателя и нагрузки очень часто мотор не способен за один шаг разогнаться от 0 об/мин до требуемой угловой скорости. Поэтому на большинство шаговых двигателей сначала подается последовательность импульсов небольшой частоты, а затем частота плавно увеличивается до тех пор, пока двигатель не наберет желаемую скорость. Точно также, для остановки мотора импульсная последовательность не обрывается резко; частота импульсов должна постепенно снижаться до нуля. Микропроцессоры могут легко форми-

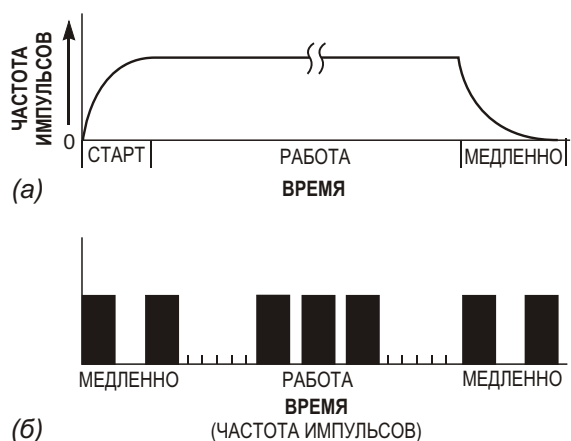
ровать импульсные последовательности линейно нарастающей, а затем спадающей частоты, часто называемые трапецеидальным профилем, но в схеме без микропроцессора реализовать такой профиль трудно.

Показанная на Рисунке 1 бистабильная схема на основе таймера 555 может легко формировать псевдотрапецеидальный профиль движения. Обратите внимание, что времязадающая цепочка, состоящая резистора  $R_1$  и связанных с ним компонентов, не подключается к  $V_{CC}$ , как это было бы в обычной схеме, а получает питание через кнопочный выключатель.

При нажатии кнопки конденсатор  $C_1$  начинает заряжаться до уровня, при котором сможет начать заряжаться  $C_2$ . По мере заряда  $C_1$  выходная частота 555 медленно и постепен-



**Рисунок 1.** Эта схема формирует псевдотрапецеидальный профиль управления движением шаговых двигателей.



**Рисунок 2.** Профиль движения для схемы на Рисунке 1 является примерно трапецидальным (а); шаговые импульсы сначала имеют низкую частоту, которая затем повышается и понижается (б).

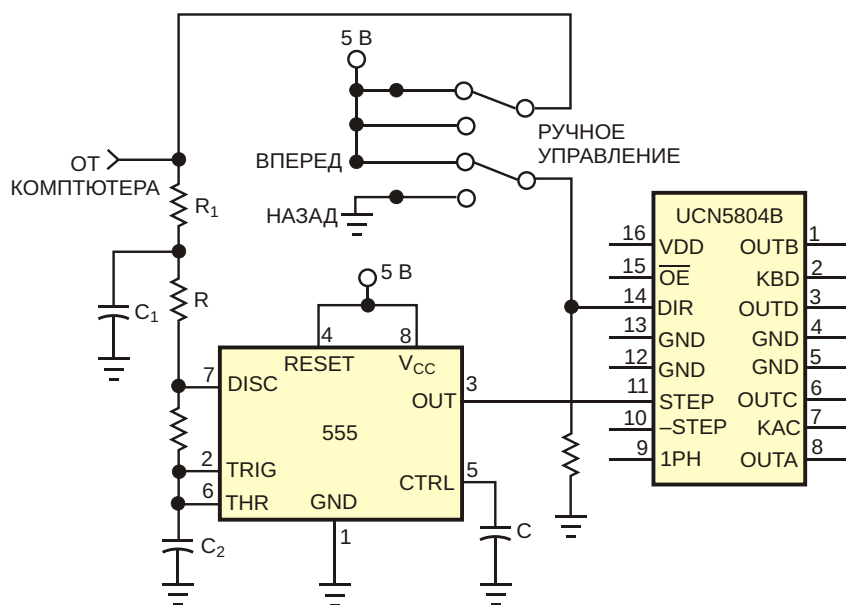
но увеличивается до значения, которое определяется номиналами всех компонентов времязадающей цепи. Эта конечная частота ниже той, которой достигла бы схема, если бы в цепочке отсутствовали  $C_1$  и  $R_1$ . При отпуске кнопки таймер 555 не прекращает генерацию сразу, а плавно понижает частоту, пока не остановится совсем (Рисунки 2а и 2б). Профиль изменения генерируемых частот не соответствует линейному, но в большинстве систем с микропроцессорами он также не бывает линейным. Характер изменения час-

тоты в схеме должен быть похож на профиль, изображенный Рисунок 2а, и зависит от номиналов компонентов.

Управлять этой схемой можно с помощью простой кнопки. Такая концепция открывает возможности ручного управления шаговыми двигателями. Обычно ручное управление шаговыми двигателями не используется из-за сложности аппаратного формирования трапецидального профиля частоты. С помощью предложенной схемы можно использовать низкооборотные шаговые двигатели с низким крутящим моментом в системах, в которых ранее потребовались бы редукторные двигатели постоянного тока. Заменяв кнопку двухполюсным двухпозиционным переключателем, можно без микропроцессорного управления задавать направление вращения двигателя (Рисунок 3). Эти концепции также применимы к линейным приводным устройствам на основе шаговых двигателей. Кроме того, можно заменить кнопку управляющим сигналом от компьютера или контроллера, что позволит управлять шаговыми двигателями с помощью контроллеров, не поддерживающих функции формирования изменяющейся частоты. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM555](#)
2. [Datasheet Allegro MicroSystems UCN5804B](#)



**Рисунок 3.** Заменяв кнопку в схеме на Рисунке 1 двухполюсным двухпозиционным переключателем, можно без микропроцессора управлять направлением вращения двигателя.

# Быстродействующий ограничитель работает как схема формирования импульсов

Marián Štofka

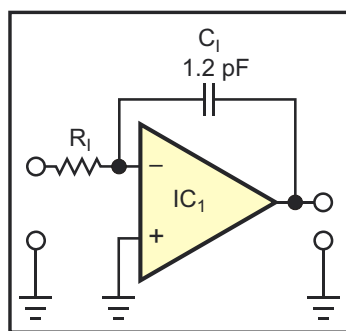
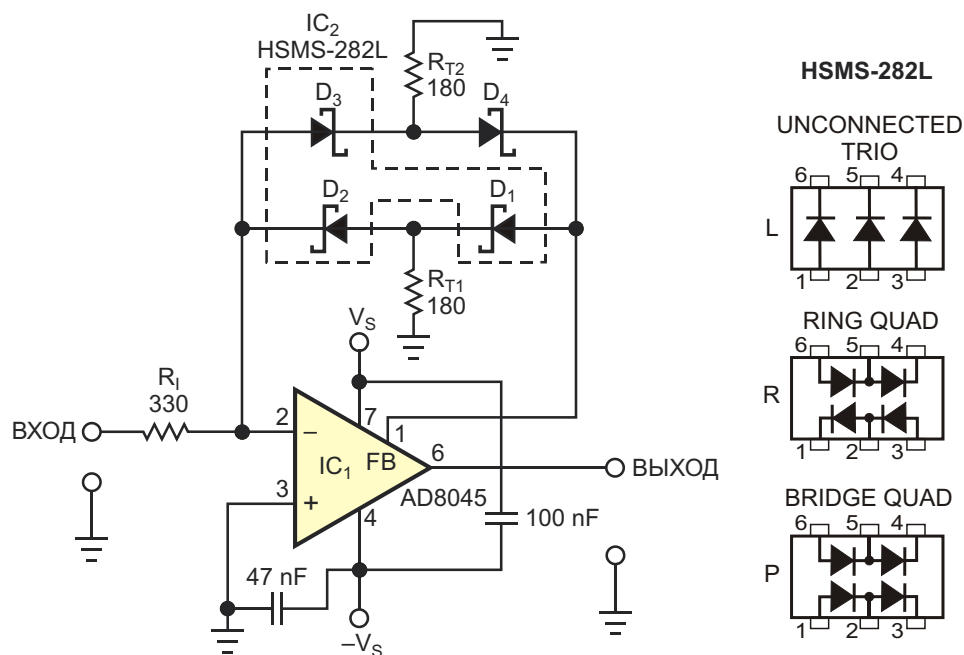
EDN

Усилители с положительной обратной связью являются основой схем формирования импульсов, используемых для восстановления сигналов. Эти устройства работают подобно триггеру, в котором входной сигнал пересекает уровень входного порога; в большинстве случаев входной сигнал является сигналом напряжения. Самым известным из этих триггеров является триггер Шмитта, который недавно отметил свое 80-летие. В 1938 году американский ученый Otto Herbert Schmitt создал триггер Шмитта в виде двухкаскадного усилителя с обратной связью по току. Двумя активными устройствами были электронные лампы.

Преимущество триггера Шмитта заключается в очень малом, почти не зависящем от скорости изменения входного сигнала времени переключения выхода. Одним из важных его свойств является гистерезис в характеристике ввода/вывода. Другими словами, до положительного перехода выходного напряжения порог сдвинут к более высокому значению, а когда уровень выхода становится высоким, смещается к более низкому значению. Для триггера Шмитта, собранного из дискретных компонентов, можно установить величину гистерезиса – от нуля до защелкивания. Схемы с триггерами Шмитта находят широкое применение в логических микросхемах, в которых гистерезис фиксирован и достаточно высок.

Альтернативно, в качестве схемы формирователя импульсов можно использовать быстродействующий ограничитель напряжения или фиксатор уровня. Диапазон входных напряжений будет уже, чем у схем, основанных на триггере Шмитта, так как при низких входных напряжениях ограничение напряжения прекращается, и схема работает как линейный усилитель. С другой стороны, из-за ее негистерезисного поведения порог входного напряжения точен и одинаков для обоих направлений изменения выходного сигнала. Один из примеров такой схемы показан на Рисунке 1. Ограничитель напряжения на Рисунке 1 представляет собой инвертирующий усилитель с сильно нелинейной отрицательной обратной связью. Для выходных напряжений в диапазоне от  $-0.3$  В до  $+0.6$  В импеданс обратной связи высок, так как ни один из диодов не проводит ток. Эти границы напряжения определяются величиной прямого падения напряжения на выбранных диодах Шоттки. Коэффициент усиления напряжения инвертирующего усилителя почти равен коэффициенту усиления операционного усилителя без обратной связи.

Всякий раз, когда выходное напряжение оказывается за пределами этой границы, диоды  $D_1$  и  $D_2$  или диод  $D_3$ , в зависимости от полярности выходного напряжения, начина-



**ПРИМЕЧАНИЯ:**

ВСЕ КОМПОНЕНТЫ SMD.  
ВСЕ ЭКСПЕРИМЕНТЫ ВЫПОЛНЯЛИСЬ  
ДЛЯ АСИММЕТРИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ  
С ЗАКОРОЧЕННЫМ D<sub>4</sub> И ИСКЛЮЧЕННЫМ R<sub>T2</sub>.

ДЛЯ СИММЕТРИЧНОЙ КОНФИГУРАЦИИ ИСПОЛЬЗУЙТЕ  
IC<sub>2</sub>, ИМЕЮЩУЮ СУФФИКС «R» (RING-QUAD);  
ЗАТЕМ ПОПРОБУЙТЕ ВЗЯТЬ МИКРОСХЕМУ  
С СУФФИКСОМ «P» (BRIDGE-QUAD) ВМЕСТО «L»  
И ДОПОЛНИТЕ СХЕМУ ДИОДОМ D<sub>4</sub>  
И РЕЗИСТОРОМ R<sub>T2</sub>, КАК ПОКАЗАНО НА СХЕМЕ.

**Рисунок 1.** Нелинейная обратная связь в этой схеме ограничителя создается диодами. В одном направлении сигнал обратной связи проходит через один диод, в другом – через два диода. Конфигурация с двумя диодами обеспечивает более чистое переключение.

ют проводить ток. Тогда дифференциальное усиление усилителя падает до значения  $-R_D/2R_D$  и  $-R_D/R_D$ , соответственно, где  $R_D$  – эквивалентное последовательное сопротивление одного диода. Результатом является ограничение выходного напряжения примерно до 0.8 В и -0.4 В, происходящее даже при больших входных напряжениях. Для схемы на рисунке был выбран сверхбыстродействующий операционный усилитель AD8045 компании Analog Devices, поскольку его скорость нарастания превышает 1 В/нс.

Схема на Рисунке 1 имеет конфигурацию с асимметричным ограничением (используются диоды, обведенные на схеме пунктирной линией). Для сравнения можно добавить

четвертый диод (D<sub>4</sub>), заменив диодную сборку прибором с другим суффиксом (см. примечание на схеме). Схема ограничителя, содержащая D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> и R<sub>T1</sub>, обеспечивает более хорошую изоляцию между выходом и входом операционного усилителя, чем одиночный диод D<sub>3</sub>. Когда D<sub>3</sub> включен, на осциллограмме выходного сигнала наблюдаются небольшие, слабо затухающие колебания на частоте приблизительно 200 МГц. В начале включения диодов D<sub>1</sub> и D<sub>2</sub> колебания проявляются меньше. **PL**

**Материалы по теме**

1. [Datasheet Analog Devices AD8045](#)
2. [Datasheet Broadcom HSMS-282L](#)

# Тестер целостности цепей находит оборванный конец кабеля

Kevin Bilke, Maxim Integrated Products

EDN

Работающий на переменном токе тестер целостности цепей обеспечивает простую проверку по принципу годеи-негодеи для локализации неисправностей в многожильных кабелях (Рисунок 1). Обрывы в цепях чаще возникают на концах разъема. Это приспособление помогает определить поврежденный конец, чтобы избежать напрасного вскрытия хорошего разъема. Оно также полезно для тестирования подключенных кабелей, концы которых расположены в разных местах. Схема инжектирует в один из проводов кабеля сигнал переменного тока и затем проверяет емкостные связи с другими проводами. После локализации повреждения схема определяет оборванный провод и позволяет открыть и отремонтировать именно нужный конец кабеля.

Как правило, один конец неисправного кабеля показывает хорошую целостность на переменном токе, а на другом конце один или

несколько контактов разъема имеют нарушенную целостность. Поскольку короткое замыкание в кабеле выглядит как хорошее соединение, оператор может легко проверить правильность работы тестера, просто закорачивая его измерительные щупы вместе. На первой половине сдвоенного мало-мощного компаратора MAX9022 собран генератор, работающий на частоте порядка 155 кГц. Размах его выходного сигнала, который подается на разъем проверяемого кабеля, приблизительно равен напряжению питания. Вторая половина микросхемы обрабатывает любой сигнал переменного тока, который приходит через межконтактную емкость. Пара кремниевых диодов сначала выпрямляет этот сигнал, а затем интегрирует выпрямленный сигнал на накопительном конденсаторе  $C_5$ . Разрядный резистор  $R_5$  служит определенной защитой от помех и помогает снять заряд с конденсатора между измерениями.

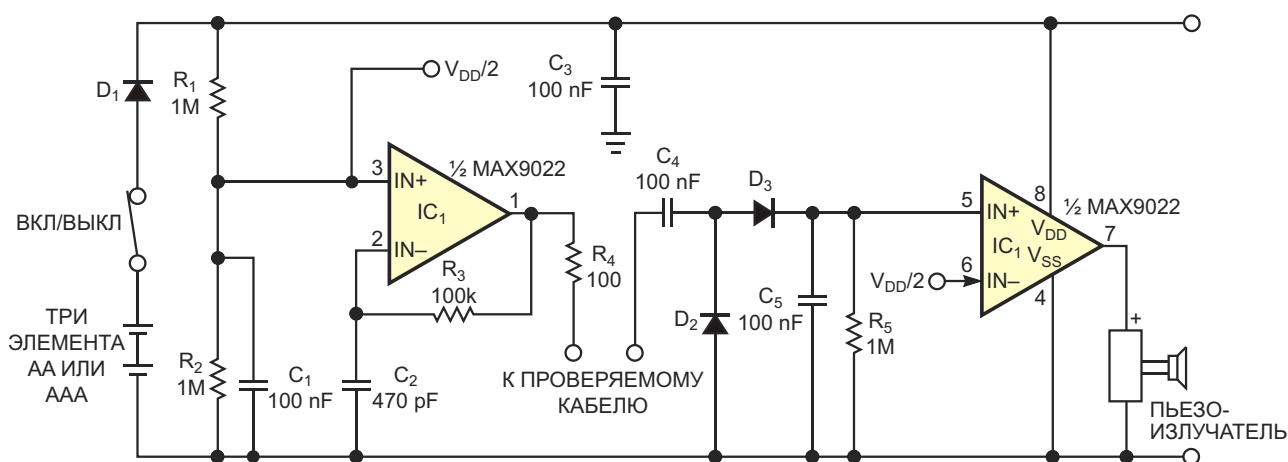


Рисунок 1. Этот работающий на переменном токе тестер целостности цепей, основанный на сдвоенном мало-мощном компараторе, находит провода, оторвавшиеся от контактов разъема.



Выходной резистор  $R_4$  и входной конденсатор  $C_4$  обеспечивают частичную защиту схемы. Схема индицирует обрыв для любого проверяемого кабеля, емкость которого менее 100 пФ. Это значит, что проверка стандартного сетевого диагностического кабеля, типичная емкость которого составляет 200 пФ, покажет его исправность. Схема также невосприимчива к ложным срабатываниям, вызванным наводками 60 Гц от линий электрической сети. Поскольку типичный ток, потребляемый этой маломощной схемой, составляет менее 40 мкА, устройство может работать от трех батареек типоразмеров AA или AAA. Для устройства вывода имеется множество недорогих альтернатив; например, можно использовать пьезо-

электрический излучатель, управляемый постоянным напряжением. Большинство из них имеют достаточно широкий диапазон рабочих напряжений. Конденсаторы 100 нФ – это стандартные керамические разделительные конденсаторы. Критических пассивных компонентов схема не содержит. Верхнее плечо выходного каскада компаратора имеет несколько лучшую нагрузочную способность, чем нижнее, поэтому его ток должен втекать в устройство индикации, а не вытекать из него.  $D_1$ ,  $D_2$  и  $D_3$  – кремниевые диоды. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim Integrated MAX9022](#)



# РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если вам  
небезразличны темы:

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

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

**приглашаем к сотрудничеству!**