



34 Удивительные различия между процессорными ядрами ARM, которые кажутся одинаковыми

48 Простой непростой частотомер

38 История линейного регулятора 78xx – взгляд назад и в будущее

26 Может ли ток в обмотке дросселя измениться мгновенно?  
Часть 2





## РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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

## РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

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

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!  
Приглашаем профессионалов.

## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

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

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

## РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



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



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



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



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

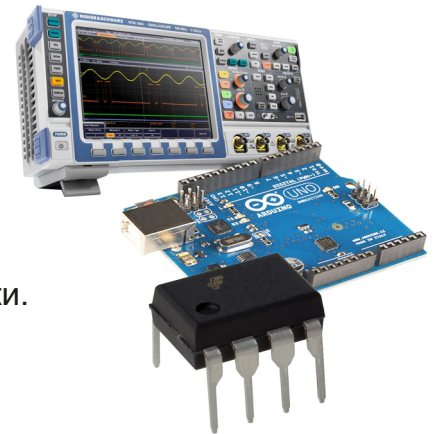


[google.com/+RlocmanRuPlus](http://google.com/+RlocmanRuPlus)

И еще многое другое на портале:

## РАДИОЛОЦМАН. ...

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



### Главный редактор:

А. Николаев

### Над номером работали:

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

### Обложка:

А. Кравчук

### Директор:

С. Муратчаев

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

[rlocman@rlocman.ru](mailto:rlocman@rlocman.ru)

+7 (903) 721-72-14

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

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:

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

## Новости

- 4 Новый чипсет Texas Instruments удвоит скорость зарядки аккумуляторов
- 5 CML Microcircuits расширяет семейство преобразователей частоты
- 6 Toshiba выпускает сильноточные реле для средств автоматизации производства
- 7 Vishay представила новые миниатюрные инфракрасные приемные модули с повышенной помехоустойчивостью
- 7 Analog Devices анонсирует высоколинейный квадратурный демодулятор с полосой входных сигналов до 9 ГГц
- 9 Texas Instruments расширяет семейство микроконтроллеров с сенсорным интерфейсом недорогими приборами для промышленных приложений
- 10 рSemi разработала первый в мире полностью интегрированный 8-канальный повышающий драйвер светодиодов
- 11 Высокоинтегрированный цифровой контроллер управления питанием STMicroelectronics упрощает соблюдение новейших стандартов безопасности
- 12 Torex начала производство микромодулей DC/DC преобразователей с выходным напряжением –3.3 В
- 13 Diodes выпускает компактные 400-вольтовые линейные регуляторы для питания светодиодных цепочек
- 14 Bosch начинает производство высокоэффективных инерциальных измерительных блоков для дронов и робототехники
- 15 Analog Devices анонсировала миниатюрный микромодуль повышающего преобразователя для низковольтных оптических систем
- 17 Toshiba выпускает оптоизолированный драйвер затворов с пиковым током 2.5 А
- 17 IXYS сообщила о доступности недорогих сдвоенных 5-амперных драйверов затворов
- 18 Vishay Intertechnology предлагает новые многофункциональные щелевые оптрона для автомобильных и промышленных приложений
- 19 Alpha and Omega Semiconductor представляет защищенный интеллектуальный коммутатор нагрузки для приложений USB Type-C
- 20 Texas Instruments расширяет семейство силовых приборов самыми миниатюрными и быстрыми в отрасли GaN драйверами затворов
- 22 GaN Systems создала GaN транзистор с рекордной для отрасли допустимой токовой нагрузкой 120 А
- 22 ON Semiconductor выпускает новый комплект малопотребляющих микросхем, совместимых с USB-C 1.3
- 23 EPC анонсирует сверхминиатюрный мощный 350-вольтовый GaN транзистор

## Статьи

- 26 Может ли ток в обмотке дросселя измениться мгновенно? Часть 2
- 30 Ультрапрецизионные источники напряжения на микросхемах Analog Devices
- 34 Удивительные различия между процессорными ядрами ARM, которые кажутся одинаковыми
- 38 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. История линейного регулятора 78xx – взгляд назад и в будущее
- 40 К 100-летию корпорации Panasonic. Путь Коносуке Мацусита. Часть 2
- 46 ИСТОРИЯ ЭЛЕКТРОНИКИ. В следующем году публике представят исходный код Apple Lisa 1983 года

## Схемы

- 48 Простой непостоянный частотомер
- 52 Двупольный стабилизатор на ОУ и мощных полевых транзисторах с токовой защитой. Часть 1
- 58 Недорогой точный оптически изолированный передатчик токовой петли 4-20 мА
- 61 Простой амплитудный модулятор на основе ограничителя с плавным порогом
- 64 Изолированный приемник-преобразователь на многоканальном оптроне
- 66 Имитатор термодпары
- 68 Обратная связь повышает КПД линейного регулятора
- 70 Полосовой фильтр на коммутируемых конденсаторах с почти прямоугольной характеристикой
- 72 Сигнал сброса управляет последовательностью включения питания SNK

## Новый чипсет Texas Instruments удвоит скорость зарядки аккумуляторов

Texas Instruments представила несколько новых микросхем управления питанием, с помощью которых разработчики смогут повысить КПД и уменьшить размеры источников питания и зарядных устройств для индивидуальной электроники и портативного промышленного оборудования.



Новый комплект, работающий на частотах до 1 МГц, состоит из контроллера обратного преобразователя с активным ограничением UCC28780 и контроллера синхронного выпрямителя UCC24612, которые позволят вдвое сократить размеры AC/DC адаптеров зарядных устройств USB PD. Для устройств с аккумуляторным питанием, требующих максимального КПД при минимальных размерах решения, предлагается 6-амперный трехуровневый понижающий контроллер заряда батарей bq25910, который даст возможность до 60% сократить площадь зарядного устройства на печатных платах смартфонов, планшетов и электронных касковых терминалов.

### Чипсет обратного преобразователя с активным ограничением отвечает современным стандартам эффективности

В контроллере UCC28780, предназначенном для работы как с нитрид-галлиевыми, так и с кремниевыми полевыми транзисторами, реализован ряд усовершенствованных и адаптивных функций, позволяющих создавать обратноходовые преобразователи с активным ограничением, соответствующие современным стандартам эффективности. При совместном использовании UCC28780 и UCC24612 несколько режимов работы, автоматически переключающихся в зависимости

от условий на входе и выходе, гарантируют высокий КПД, сохраняющийся как при полных, так и при легких нагрузках.

#### • **Удвоенная плотность мощности:**

Набор микросхем, работающий на частотах до 1 МГц, позволит вдвое уменьшить размеры устройства и увеличить плотность мощности по сравнению с существующими на сегодняшний день решениями.

#### • **Высокий КПД:**

Несколько режимов управления обеспечивают при полной нагрузке КПД до 95% и мощность, потребляемую в режиме ожидания, менее 40 мВт, что превосходит требования Уровня 2 стандарта энергоэффективности CoC и Уровня VI стандарта Министерства энергетики США (DoE). Чтобы устройства мощностью свыше 75 Вт соответствовали обязательным нормам Международной электротехнической комиссии (IEC)-61000-3-2 в части уровня гармоник переменного тока, разработчики могут дополнить чипсет новым 6-выводным корректором коэффициента мощности UCC28056 с низким потреблением в режиме ожидания, оптимизированным для легких нагрузок.

#### • **Простота конструирования:**

Используя такие возможности, как адаптивное управление переключением при переходе через ноль, инженеры смогут легко создавать свои системы, комбинируя настройки внешними резисторами с автоподстройкой контроллера.

### Трехуровневый понижающий контроллер заряда с более высоким КПД

Контроллер bq25910, поддерживающий инновационную трехуровневую технологию преобразования энергии, при значительно меньшем выделении тепла заряжает аккумуляторы до 50% быстрее, чем контроллеры с традиционной архитектурой.

#### • **Малые размеры решения:**

Благодаря интегрированным MOSFET и отсутствию потерь в цепи измерения тока, разработчики устройств на bq25910 приобретают возможность уменьшить площадь печатной платы и получить дополнительный выигрыш в размерах, используя

малогабаритные дроссели с индуктивностью 0.33 мкГн.

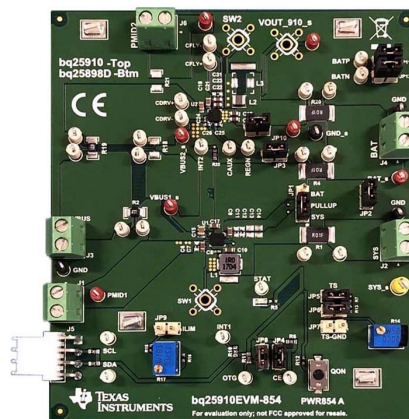


**• Быстрая зарядка:**

bq25910, обеспечивая при зарядке аккумулятора КПД до 95%, позволяет менее чем за 30 минут зарядить батарею стандартного смартфона от нуля до 70%.

**• Гибкость разработки системы:**

Дифференциальный метод измерения напряжения батареи исключает влияние паразитных сопротивлений проводников печатной платы, улучшая точность контроля напряжения даже тогда, когда аккумулятор находится вдали от зарядного устройства.



Оценочный модуль зарядного устройства BQ25910EVM-854 на микросхеме bq25910.

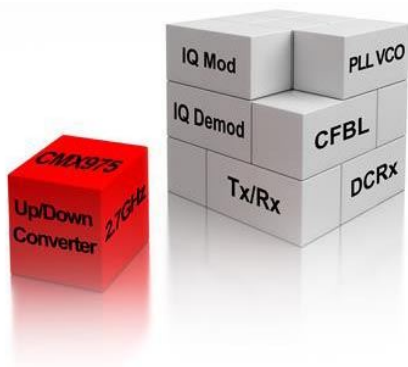
**Доступность, корпуса и цены**

Все новые устройства вместе с оценочными платами уже доступны для приобретения. Типы корпусов и стоимость каждого прибора приведены в таблице.

	UCC28780	UCC24612	UCC28056	bq25910
Цена в партии из 1000 приборов	\$0.60	\$0.40	\$0.37	\$2.10
Корпус	SOIC, QFN	SOT-23	SOT-23	WCSP
Оценочный модуль	UCC28780EVM-002	UCC24612-1EVM	UCC28056EVM-296	bq25910EVM-854

**CML Microcircuits расширяет семейство преобразователей частоты**

CML Microcircuits расширила свое семейство радиочастотных приборов, выпустив новую микросхему понижающего/повышающего преобразователя частоты CMX975, работающего в диапазоне до 2.7 ГГц.



CMX975 – это компактный строительный блок для создания радиочастотных приемопередатчиков с полосой частот до 2.7 ГГц, которые должны иметь высокие характерист-

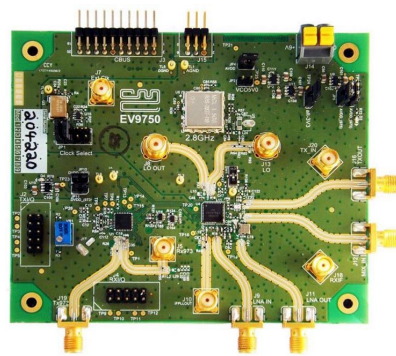
тики, низкое энергопотребление и малые размеры. В устройство интегрированы повышающий и понижающий смесители и связанные с ними схемы генерации частоты, что существенно сокращает количество внешних компонентов, необходимых для создания полной системы.

Программируемые пользователем функции устройства дают разработчикам возможность полностью оптимизировать работу всей системы. Для упрощения требований к внешней фильтрации и снижения общей стоимости системы смесители как приемного, так и передающего каналов могут быть сконфигурированы для работы либо в режиме двойных балансных смесителей, либо в режиме смесителей с подавлением зеркальных каналов. Гибкое переключение режимов позволяет использовать внутренние или внешние источники сигналов гетеродина, а на входы главных смесителей подавать сигналы от

внешнего или интегрированного ГУН (генератора, управляемого напряжением). Внутренний синтезатор с дробным коэффициентом деления обеспечивает высокое разрешение по частоте и быстрый захват частоты. Для поддержки супергетеродинной архитектуры в микросхему интегрирован еще один синтезатор с ГУН и целочисленным коэффициентом деления.

В микросхеме CMX975 предусмотрено также программное управление питанием через последовательную шину, совместимую с SPI. Устройство, выпускаемое в миниатюрном корпусе VQFN, работает от единственного источника питания с напряжением от 2.7 до 3.6 В.

Микросхема идеально подходит для приложений службы подвижной спутниковой



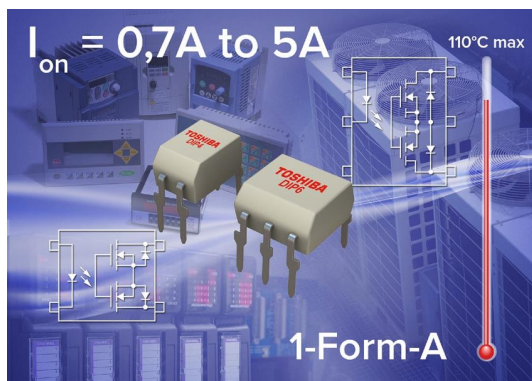
EV9750 – оценочный набор для CMX975.

связи, военных коммуникационных систем, авиационных средств наблюдения, высококачественных радиоустройств ISM и связанных систем общего назначения.

## Toshiba выпускает сильноточные реле для средств автоматизации производства

*Устройства могут заменить электромеханические реле во многих промышленных приложениях*

Компания Toshiba Electronics Europe объявила о начале продаж новых сильноточных фотореле в корпусах DIP4 и DIP6. Устройства дополнили семейство фотореле с интегрированными MOSFET, изготавливаемыми с использованием новейшего технологического процесса U-MOS VIII.



Всего появилось пять новых приборов, получивших обозначения TLP3543A, TLP3545A, TLP3546A, TLP3556A и TLP3558A. Выпускаемые варианты фотореле охватывают диапазоны допустимых напряжений на закрытых выходах от 30 В до 200 В и рабочих токов от 0.7 А до 5.0 А – рекордных среди выпускаемых отраслью приборов в корпусах

DIP6. Значение сопротивления открытого канала для 30-вольтового фотореле составляет всего 20 мОм. Ток, потребляемый фотореле в выключенном состоянии, не превышает 1 мкА.

Новые приборы могут заменить механические реле с одиночными нормально разомкнутыми контактами в различных приложениях постоянного и переменного тока, способствуя повышению надежности систем и сокращению объема пространства, необходимого для размещения реле и драйверов. Устройства рассчитаны на работу при температуре окружающей среды до 110 °С.

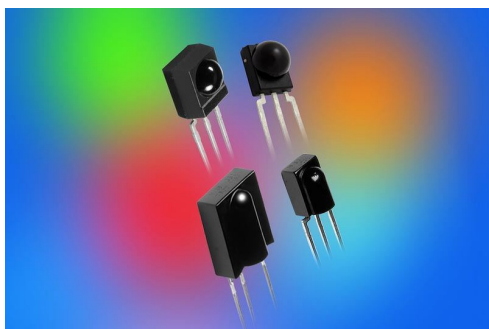
Дополнительная надежность и безопасность приборов обеспечивается их способностью выдерживать импульсные токи, втрое превышающие номинальные значения.

Приборы разрабатывались, в первую очередь, для замены механических реле в устройствах повышенной надежности. Они найдут применение в широком диапазоне промышленных и иных приложений, включая производственное оборудование, средства автоматизации зданий, климатические системы, контрольно-измерительные приборы для полупроводниковой отрасли, автоматизированное оборудование и системы безопасности.

## Vishay представила новые миниатюрные инфракрасные приемные модули с повышенной помехоустойчивостью

Новые устройства для приложений дистанционного управления отличаются повышенной устойчивостью к паразитному ИК и радиочастотному излучению

Vishay Intertechnology представила следующее поколение своих миниатюрных инфракрасных (ИК) приемных модулей для приложений дистанционного управления. Выпущенные подразделением Vishay Semiconductors приборы серий TSOP11xxx, TSOP12xxx, TSOP13xxx, TSOP14xxx и TSOP18xxx отличаются от предшественников повышенной чувствительностью к полезным ИК сигналам и лучшим подавлением паразитной засветки и радиочастотных шумов. Превосходное разрешение устройств по длительности позволяет использовать их для кодов с самыми строгими допусками на ширину импульсов, таких, например, как SIRCS и RCMM.



Приемники предназначены для дистанционного ИК управления телевизорами, абонентскими приставками, аудиосистемами, кондиционерами воздуха, видеопроекторами,

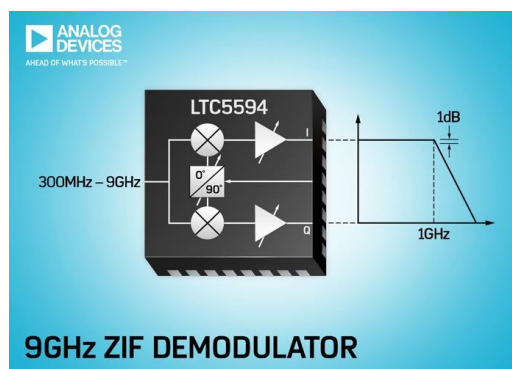
камерами, игровыми видеоустройствами и многим другим. Ориентируясь на эти области применения, разработчики повысили устойчивость устройств к мешающему ИК излучению таких источников, как, например, люминесцентные лампы, а также к радиочастотному излучению встроенных Wi-Fi антенн. Кроме того, в новых модулях повышена точность определения ширины импульса почти для всех видов кодов, что позволило значительно снизить вероятность битовых ошибок. Устройства нечувствительны к изменениям и пульсациям напряжения питания.

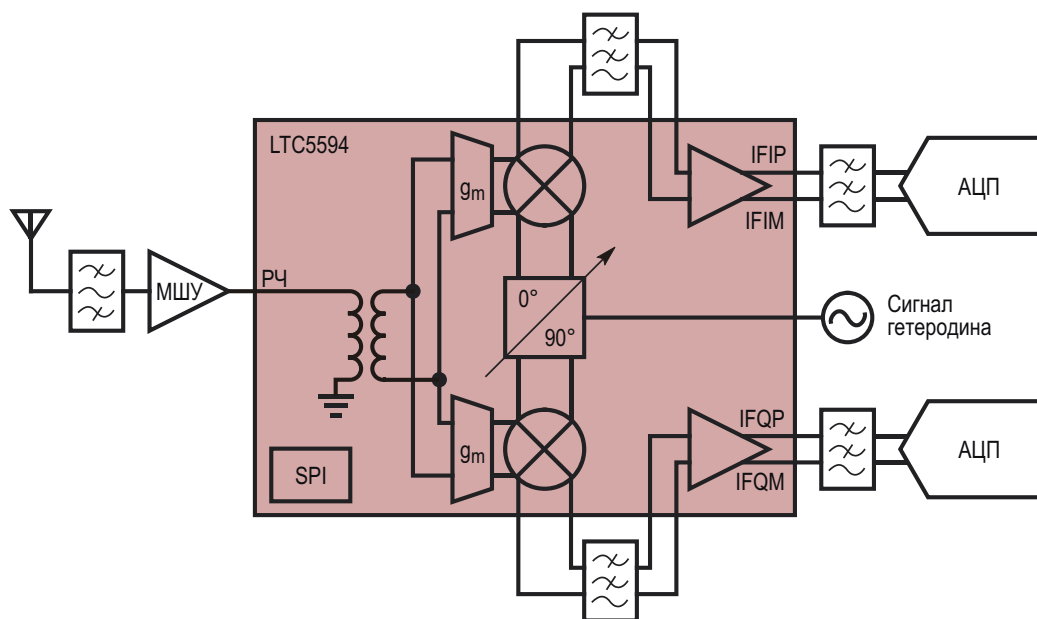
Приемники, в которые дополнительно интегрированы предварительный усилитель и ИК фильтр, выпускаются в трехвыводных корпусах Cast (TSOP11xxx), Mold (TSOP12xxx и TSOP14xxx), Minimold (TSOP13xxx) или Minicast (TSOP18xxx). Каждое семейство доступно в версиях для нескольких несущих частот от 30 кГц до 56 кГц и шести вариантов АРУ для коротких и длинных кодовых посылок. Все приемники работают при напряжении питания от 2.5 В до 5.5 В, потребляют незначительный ток, не содержат галогенов и отвечают требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green.

Доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых приемных ИК модулей. Срок поставки приборов составляет от четырех до шести недель.

## Analog Devices анонсирует высоколинейный квадратурный демодулятор с полосой входных сигналов до 9 ГГц

Analog Devices анонсировала выпуск широкополосного высоколинейного квадратурного демодулятора LTC5594 с нулевой промежуточной частотой и мгновенной полосой пропускания каналов I и Q, равной 1 ГГц по уровню 1 дБ. Типовой уровень подавления зеркального канала составляет 37 дБ. Используя интегрированный последовательный порт, можно корректировать разбаланс фаз и амплитуд синфазной и квадратурной составляющих, что позволяет достичь ослаб-





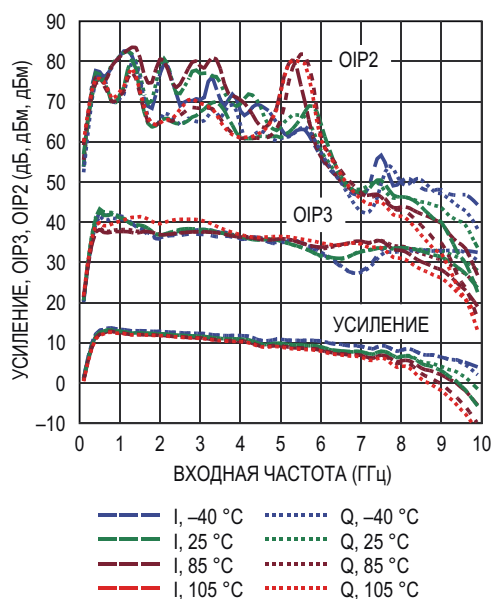
Типовая схема включения LTC5594.

ления по зеркальному каналу лучше 60 дБ. Этот порт намного упрощает калибровку, значительно расширяя возможности приемника и снижая требования к ресурсам ПЛИС, необходимым для исключения остаточного сигнала зеркального канала. Кроме того, в устройство встроены усилители с регулируемыми коэффициентами усиления, обеспечивающие максимальный коэффициент передачи преобразователя 9.2 дБ на частоте 5.8 ГГц при положении точки пересечения интермодуляции третьего порядка (IP3) на уровне 37 дБм. Встроенный широкополосный симметрирующий трансформатор дает возможность подключать несимметричные входные сигналы с 50-омным согласованием в полосе от 500 МГц до 9 ГГц. На более низких частотах от 300 МГц до 500 МГц этот же вход может быть согласован путем изменения номинала единственного внешнего компонента. Благодаря высокому уровню интеграции микросхемы, законченное решение требует минимального количества внешних компонентов и занимает мало места на печатной плате.

Используя встроенный последовательный порт, можно легко выполнять калибровку устройства. Помимо подавления зеркального канала, через последовательный порт можно оптимизировать характеристики линейности, включая IP2 (точку пересечения интермодуляции второго порядка), HD2 (нелинейные искажения второго порядка), HD3 (нелинейные искажения третьего порядка) и IP3. Кроме того, последовательный порт позволяет

полностью исключить постоянное напряжение смещения выхода, чтобы, подключив АЦП по постоянному току, обеспечить поддержку работы с истинно нулевой промежуточной частотой. После калибровки при комнатной температуре эти параметры сохраняют исключительную стабильность как при низких, так и при высоких температурах, вплоть до предельных значений  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  и  $105\text{ }^{\circ}\text{C}$ .

LTC5594 идеально подходит для платформ беспроводной СВЧ инфраструктуры 5G, требующей полосы пропускания от 1 ГГц или шире и большого динамического диапа-



Зависимость коэффициента усиления, OIP3 и OIP2 от частоты (без оптимизации).



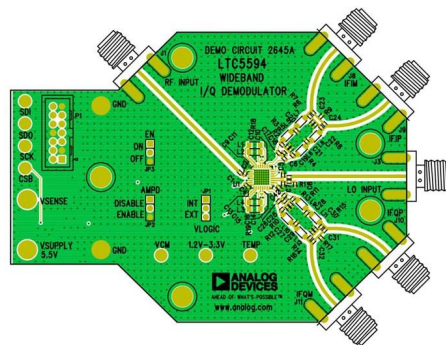
зона для поддержки высокого порядка модуляции и гигабитных скоростей обмена данными. Кроме того, устройство принесет пользу многим другим приложениям, таким как СВЧ оборудование широкополосной передачи данных точка-точка, средства спутниковых коммуникаций, авионика, радиочастотное контрольно-измерительное оборудование и радиолокационные системы. Его превосходная линейность и высокая избирательность по зеркальному каналу особенно важны для приемников с цепями внесения цифровых предскажений.

LTC5594 выпускается в 32-выводном пластмассовом корпусе QFN с размерами 5 мм × 5 мм. Демодулятор питается от единственного источника 5 В, потребляя номинальный ток 470 мА. Предусмотрена возможность выборочного отключения выходных усилителей для снижения потребляемого демодулятором тока до 250 мА. Вывод разрешения позволяет выключать устройство сигналом внешнего контроллера. В выключенном состоянии типовой ток потребления составляет 20 мкА.

### Сводка основных характеристик LTC5594

- Радиочастотные входы, согласованные в полосе от 500 МГц до 9 ГГц;
- Полоса пропускания выходных каналов демодулированных сигналов 1 ГГц по уровню 1 дБ;

- Типовое подавление зеркального канала:
  - 37 дБ без калибровки,
  - 60 дБ с калибровкой;
- Высокая линейность выхода: IP3 37 дБм на частоте 5.8 ГГц;
- Регулируемое усиление: до 8 дБ с шагом 1 дБ;
- Большой коэффициент усиления мощности: 9.2 дБ на частоте 5.8 ГГц.



Демонстрационная плата 2645A для микросхемы LTC5594.

### Цены и доступность

LTC5594 выпускаются серийно в 32-выводных корпусах QFN с размерами 5 мм × 5 мм. Доступны также единичные образцы демодуляторов. В партиях из 1000 устройств цена одной микросхемы начинается от \$15.70.

## Texas Instruments расширяет семейство микроконтроллеров с сенсорным интерфейсом недорогими приборами для промышленных приложений

*Надежные, помехоустойчивые микроконтроллеры серии MSP430 с поддержкой технологии сенсорного интерфейса CapTivate предназначены для промышленных приложений и устройств, работающих в жестких условиях эксплуатации*

Texas Instruments (TI) объявила о расширении семейства недорогих микроконтроллеров MSP430 с интегрированными датчиками сенсорных интерфейсов, поддерживающих технологию переноса заряда CapTivate. Разработчики могут использовать новые микроконтроллеры MSP430FR2512 и MSP430FR2522, чтобы добавить до 16 сенсорных кнопок или функции контроля приближения в промышленные системы, устройства домашней автоматизации, бытовые приборы, электрические инструменты, домашние информационно-

New **capacitive touch MCUs** for environments exposed to water, dirt & grease



 TEXAS INSTRUMENTS

развлекательные системы, персональные аудио приложения и многое другое.

Основные особенности и преимущества новых микроконтроллеров сенсорным интерфейсом:

- **Надежность и оптимизированные характеристики:**

Микроконтроллеры MSP430FR2512 и MSP430FR2522 предоставляют сертифицированное на соответствие требованиям стандарта IEC 61000-4-6 решение для поддержки емкостных датчиков, работающих в условиях сильных электромагнитных помех или в агрессивных средах. Потребляя в пять раз меньше энергии, чем конкурирующие приборы, новые микроконтроллеры обеспечивают обнаружение приближения сквозь стеклянные, пластиковые и металлические покрытия.

- **Сенсорные датчики для бюджетных приложений:**

Обеспечивая высокую чувствительность, технология CapTivate позволяет реализовать сенсорные кнопки, слайдеры и датчики приближения в таких приложениях, как панели управления доступом, варочные поверхности, беспроводные колонки и электроинструменты.

- **Ускоренный выход продукта на рынок:**

Подключаемый модуль сенсорной клавиатуры CapTivate BoosterPack, совместимый с платой программатора CapTivate (CAPTIVATE-PGMR) или отладочными наборами LaunchPad, поможет разработ-

чикам быстро оценить возможности использования сенсорных датчиков в своих приложениях. Кроме того, найти ответы на свои вопросы и получить всестороннюю поддержку разработчики могут на форуме сообщества TI E2E.

## Цены, корпуса и доступность

Микроконтроллеры MSP430FR2512 и MSP430FR2522 освоены в массовом производстве и доступны для заказа в 20-выводных корпусах VQFN и 16-выводных корпусах TSSOP по цене от \$0.69 за штуку в партиях из 1000 приборов.



Подключаемый модуль сенсорной клавиатуры CapTivate BoosterPack (BOOSTXL-CAPKEYPAD).

Подключаемый модуль сенсорной клавиатуры CapTivate BoosterPack (BOOSTXL-CAPKEYPAD) можно приобрести за \$29.99 в онлайн магазине TI или авторизованных дистрибьюторов компании.

## рSemі разработала первый в мире полностью интегрированный 8-канальный повышающий драйвер светодиодов

*Модуль источника питания с уникальной запатентованной двухкаскадной архитектурой основную часть энергии преобразует с помощью конденсаторов*

Корпорация рSemі (бывшая Peregrine Semiconductor и дочерняя компания фирмы Murata) представила первый в отрасли полностью интегрированный источник питания в корпусе (Power Supply in Package – PSiP) PE23300. Большую часть энергии новый модуль повышающего драйвера светодиодов, основанный на архитектуре зарядового насоса, преобразует с помощью коммутационных конденсаторов, а не дросселя.

К модулю можно подключать до восьми светодиодных цепочек общей мощностью до 10 Вт. PE23300 разработан специально для управления матрицами светодиодов подсветки промышленных, автомобильных и компьютерных дисплеев высокой и сверхвысокой четкости, работающих в устройствах с узким диапазоном питающих напряжений, где в качестве первичных источников используются двух- или трехэлементные аккумуляторы.

Преобразование энергии является компромиссом между размерами и эффективностью преобразователя: чем компактнее решение, тем меньше его КПД. Такая ситуация не устраивает OEM-производителей, стремящихся создавать сверхкомпактные продукты следующего поколения, одновременно сочетающие и очень высокий КПД преобразования, и очень небольшие размеры. Компания рSemі решила эту проблему с помощью новой двухкаскадной архитектуры, в которой основную работу по преобразованию энергии выполняют практически не имеющие потерь небольшие многослойные керамические конденсаторы зарядовых насосов, снимая с дросселя большую часть нагрузки. В результате размеры дросселей, обычно самых крупных и высоких компонентов, можно значительно сократить, и вместо традиционных проволочных использовать чип индуктивности. Эта запатентованная архитектура, впервые разработанная фирмой Arctic Sand Technologies, созданной выходцами из Массачусетского технологического института и приобретенной рSemі в марте 2017 года, была коммерциализирована в текущем году.

Помимо снижения размеров дросселя и повышения КПД, такая архитектура повышающего драйвера светодиодов дает и другие важные преимущества, в числе которых полная защита от коротких замыканий и практически неизменный КПД во всем диапазоне нагрузок. Кроме того, КПД почти не зависит от выходного напряжения, что позволяет увеличить количество светодиодов в цепочке. Оптимальный КПД достигается при сокращенном количестве цепочек, давая возможность уменьшить ширину рамки дисплея. PE23300 потребляет примерно вдвое меньше энергии, чем конку-



рирующие приборы, что повышает надежность и увеличивает время работы портативных приложений с батарейным питанием.

### Особенности прибора

PE23300 может работать от источника постоянного тока с напряжением от 4.5 В до 15 В и способен отдавать в каждую из восьми светодиодных цепочек ток до 40 мА при напряжении до 45 В.

Все функции модуля полностью программируются через интерфейс I<sup>2</sup>C с сохранением настроек в энергонезависимой памяти или с помощью вывода GPR. 12-разрядное разрешение диммирования, которое может быть улучшено дополнительным 3-битным дизайном, обеспечивается аналоговым и ШИМ управлением по линейному или логарифмическому закону. Для максимальной гибкости и разрешающей способности предусмотрено прямое управление внешним ШИМ сигналом. Устройство позволяет программировать скорости нарастания и спада яркости светодиодов, профиль изменения яркости (линейный или логарифмический), а также фазовые сдвиги импульсов ШИМ различных цепочек, чтобы минимизировать уровень акустических шумов.

## Высокоинтегрированный цифровой контроллер управления питанием STMicroelectronics упрощает соблюдение новейших стандартов безопасности

Новый цифровой контроллер управления питанием STNRG011, выпущенный компанией STMicroelectronics (ST), упростит и ускорит разработку источников питания и адаптеров мощностью 90...300 Вт для компьютеров, светодиодных светильников, телекоммуникационного и промышленного оборудования, отвечающего самым строгим современным

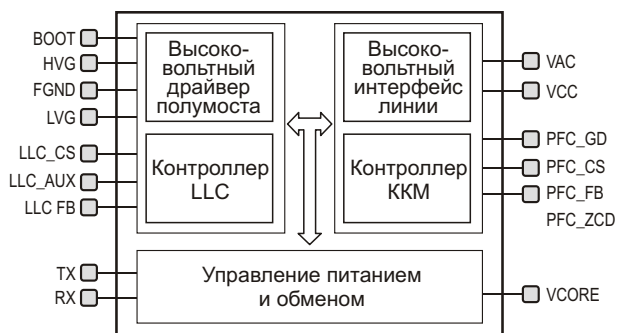
нормам экодизайна, включая требования стандарта ENERGY STAR.

STNRG011 содержит контроллер двухполосного полумостового резонансного LLC преобразователя и многорежимный корректор коэффициента мощности (ККМ), управляемые цифровым ядром, реализующим лучшие в своем классе алгоритмы. Интегри-

Integrated digital-power controller  
state-of-the-art efficiency and safety



рованная цифровая периферия использует разработанную ST технологию управляемой событиями машины состояний и запатентованный аналоговый аппаратный ускоритель петли регулирования, обеспечивающие исключительные динамические характеристики. Для хранения специфических параметров приложения в устройство также интегрирована энергонезависимая память.



Блок-схема STNRG011.

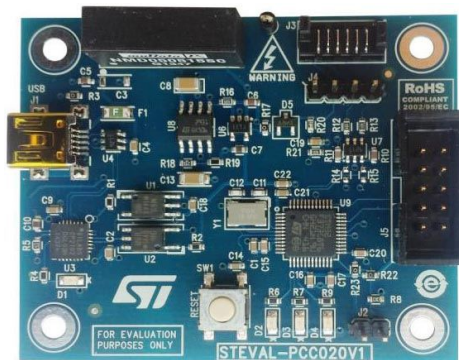
Цифровое управление STNRG011 и возможность пользовательского программирования помогают разработчикам оптимизировать эффективность и иные характеристики своих устройств в диапазоне нагрузок и использовать преимущества пульсирующего режима для увеличения КПД при легких нагрузках. Для контроля работы источника

питания и управления его режимами с помощью хост-системы предусмотрены два вывода порта, совместимого со стандартами интерфейсов UART и I<sup>2</sup>C.

Встроенные драйверы затворов LLC и ККМ, 800-вольтовая схема запуска и датчик входного тока дополнительно упрощают работу конструктора, повышают надежность, сокращают количество компонентов и размеры решения. Внутренняя цепь разряда X конденсатора облегчает выполнение требований нового стандарта безопасности аудиовизуального и информационно-коммуникационного оборудования (IEC 62368-1), который вобрал в себя более старые европейские и американские стандарты 60950 и 60065.

Кроме того, в STNRG011 интегрированы комплексные средства защиты схем LLC и ККМ, включающие защиту от перегрузки по току, повышенного и пониженного напряжения, пусковых бросков, обрыва цепи обратной связи, емкостного режима и провалов питания, а также цепь мягкого запуска.

Микросхемы STNRG011 серийно выпускаются в 20-выводном корпусе SOIC и продаются по цене \$1.42 за штуку при объеме заказа 1000 приборов.



Оценочная плата STEVAL-PCC020V1 для контроллера STNRG011 с мостом I<sup>2</sup>C/UART.

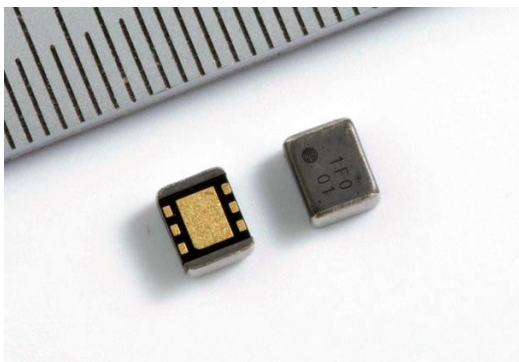
## Тorex начала производство микромодулей DC/DC преобразователей с выходным напряжением –3.3 В

Torex Semiconductor приступила к массовому производству «микро DC/DC» преобразователей XCL301 с интегрированной катушкой индуктивности.

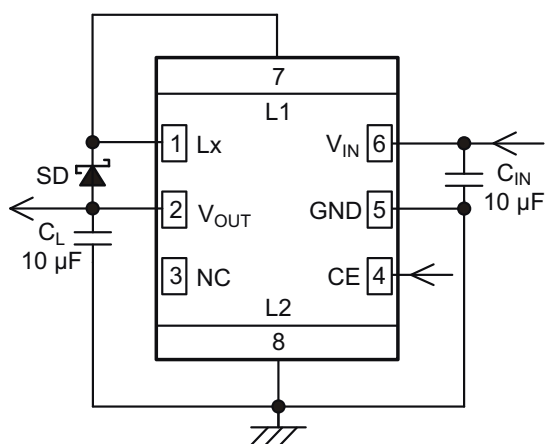
XCL301 стали первыми микромодулями DC/DC преобразователей Torex с интегриро-

ванными индуктивностями, способными поддерживать отрицательные выходные напряжения.

Для создания законченного DC/DC преобразователя необходимо добавить к модулю всего два конденсатора и диод Шоттки, что



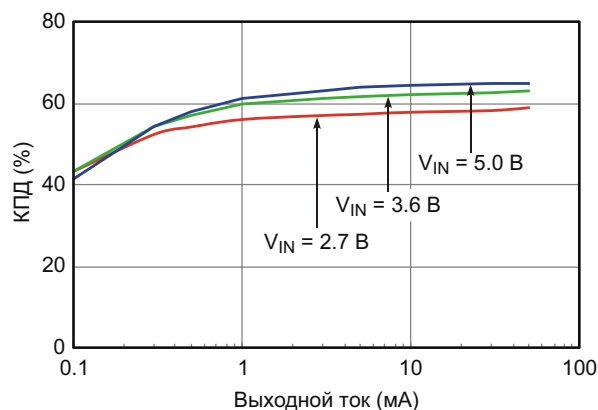
делает процесс разработки простым и быстрым, а размеры решения минимальными. Интегрированная катушка упрощает разводку печатной платы и позволяет минимизировать уровень нежелательных электромагнитных шумов. Приборы выпускаются в корпусе CL-2025-02 с габаритами 2.5 мм × 2.0 мм × 1.0 мм.



Типовая схема включения XCL301.

Диапазон входных напряжений составляет от 2.7 В до 5.5 В, а выходное напряжение фиксировано и равно  $-3.3 \text{ В} \pm 2.0\%$ . Модуль работает в режиме автоматического переключения между ЧИМ и ШИМ с фиксированным временем выключенного состояния.

Автоматическая смена режимов обеспечивает сохранение высокого КПД во всем диапазоне нагрузок – от легкой до максимальной.



Зависимость КПД от выходного тока.

### Основные характеристики XCL301

- Выходное напряжение  $3.3 \text{ В} \pm 2.0\%$ ;
- Автоматическое переключение между ЧИМ и ШИМ с фиксированным временем выключения обеспечивает высокий КПД как при легких, так и при максимальных нагрузках;
- Максимальный выходной ток  $-50 \text{ мА}$  (при выходном напряжении  $-3.3 \text{ В}$  и входном напряжении  $3.3 \text{ В}$ );
- Интеграция катушки индуктивности снижает уровень электромагнитных излучений;
- Идеальны для сокращения монтажной площади печатной платы;
- Хорошо подходят для схем стабилизации отрицательного напряжения в устройствах с меняющимся входным напряжением, питающихся от одноэлементной литиевой батареи или аналогичного источника.

## Diodes выпускает компактные 400-вольтовые линейные регуляторы для питания светодиодных цепочек

Компания Diodes анонсировала выпуск линейного стабилизатора тока AL5890 для питания цепочки светодиодов от сети переменного тока или от источника постоянного напряжения.

Компактные приборы, выпускаемые в корпусах различных типов, идеально подходят для любых светодиодных приложений, где

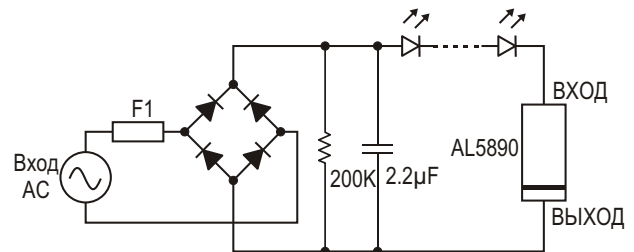
первостепенное значение имеют размеры и низкая цена компонентов. Полностью интегрированные устройства содержат мощные проходные транзисторы и поставляются в вариантах для токов 10 мА, 15 мА, 20 мА, 30 мА и 40 мА. Один стабилизатор, или несколько, включенных параллельно, могут обеспечивать втекающим или вытекающим



током длинные светодиодные цепочки с общей точностью (типовой) лучше  $\pm 2.0$  мА, работая в широком диапазоне температур окружающей среды от  $-40$  °С до  $+105$  °С.

Простая двухвыводная конструкция в корпусе PD123 может вставляться непосредственно в нижнее или верхнее плечо светодиодной цепочки в линейных конфигурациях переменного или постоянного тока без каких-либо дополнительных резисторов. Устройства, рассчитанные на постоянные напряжения до 400 В, могут использоваться в сетях переменного тока с напряжением 230 В. Защита от системных отказов обеспечивается прогрессирующим ограничением тока при

повышении температуры. Кроме того, благодаря отсутствию в схеме индуктивных элементов, AL5890 является эффективным решением не только для сокращения количества компонентов, но и для исключения электромагнитных помех.



Типовая схема включения AL5890.

Стабилизатор предлагается в трех вариантах корпусов: PD1123, SOT89-3L и TO252-3L. Такой выбор позволяет оптимизировать контроль тепловыделения в различных приложениях, включая светодиодные лампы, коммерческие светодиодные светильники, аварийные указатели, аварийное освещение, а также архитектурную и декоративную подсветку.

## Bosch начинает производство высокоэффективных инерциальных измерительных блоков для дронов и робототехники

*MEMS датчик BMI088 улучшает возможности управления полетом и навигации*

- Отличное подавление вибраций
- Устойчивость к большим перепадам температур
- Отработанная на автомобильных компонентах технология изготовления гироскопов и новая конструкция акселерометра

Компания Bosch Sensortec приступила к серийному производству нового МЭМС датчика BMI088 – особо вибростойкого инерциального измерительного блока (Inertial Measurement Unit – IMU), разработанного специально для приложений управления дронами и роботами.



BMI088 содержит чрезвычайно стабильный гироскоп, основанный на отработанной Bosch технологии изготовления автомобильных компонентов. Новый IMU обеспечивает низкие уровни шумов и дрейфа независимо от колебаний температуры.

### Идеальный прибор для дронов и роботов

Высокий уровень параметров, устойчивость к вибрациям и температурная стабильность BMI088 существенно улучшат управляемость дронов даже в условиях естественной вибрации. Новый IMU может использоваться совместно с другими датчиками Bosch, включая датчики барометрического давления

серии BMP38x для измерения высоты и геомагнитный датчик BMM150 для измерения направления. Таким образом, теперь потребители продукции Bosch имеют полный набор датчиков, идеально подходящих для установки в электронику управления дронами.

BMI088 также является отличным выбором для применения в приложениях робототехники, включая промышленные роботы, бытовые приборы, такие как пылесосы и социальные роботы, а также хоберборды. Для того чтобы добиться воспроизводимой и надежной точности навигации, BMI088 подавляет вибрации возникающие, например, при движении по пересеченной местности или создаваемые встроенными двигателями.

### Проверенная конструкция гироскопа и новейший акселерометр

BMI088 состоит из трехосевого 16-битного датчика ускорения и трехосевого 16-битного гироскопа. В новом IMU Bosch объединила

проверенную на автомобильных компонентах технологию изготовления гироскопов с новой конструкцией акселерометра, имеющего низкий температурный коэффициент смещения. BMI088 совместим по выводам с прибором BMI055, что упростит интеграцию нового IMU в существующие конструкции. Устройство выпускается в компактном корпусе с размерами 3.0 мм × 4.5 мм × 0.95 мм.

Гироскоп BMI088 обладает непревзойденной стабильностью смещения менее 2 °/ч и низким температурным коэффициентом смещения нуля менее 0.015 °/C/K. Акселерометр также характеризуется низким температурным коэффициентом смещения нуля менее 0.2 мг/К и низкой спектральной плотностью шумов 230 мкг/ Гц в широчайшем диапазоне измерений ±24 g.

### Доступность

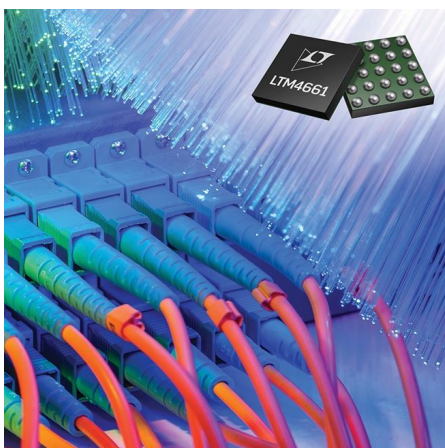
Поставки BMI088 OEM-производителям и дистрибьюторам начнутся в мае 2018 года.

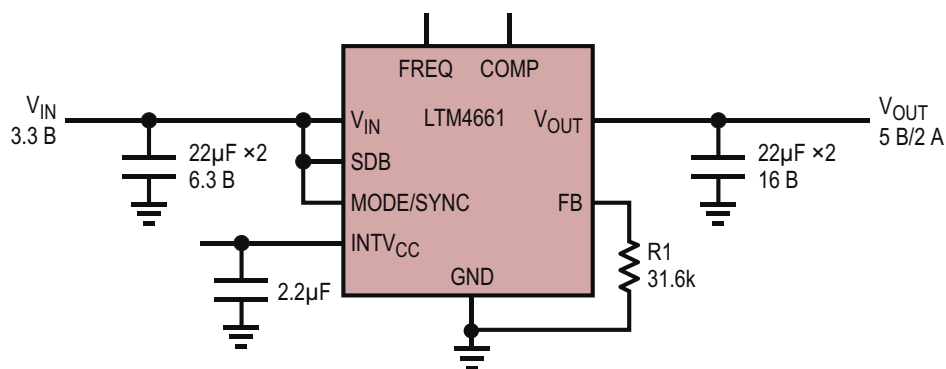
## Analog Devices анонсировала миниатюрный микромодуль повышающего преобразователя для низковольтных оптических систем

Analog Devices анонсировала новый прибор семейства µModule – маломощный повышающий преобразователь Power by Lineар LTM4661 в корпусе BGA с размерами 6.25 мм × 6.25 мм × 2.42 мм. Добавив к модулю всего несколько конденсаторов и один резистор, можно создать законченную конструкцию, занимающую менее 1 см<sup>2</sup> на односторонней печатной плате или 0.5 см<sup>2</sup> на двусторонней плате. LTM4661 содержит контроллер импульсного DC/DC преобразователя, MOSFET,

индуктивности и поддерживающие компоненты. LTM4661 запускается при входных напряжениях от 1.8 В до 5.5 В, после чего может продолжать работу при напряжении, сниженном до 0.7 В. Выходное напряжение устанавливается единственным резистором в диапазоне от 2.5 В до 15 В. Сочетание миниатюрного тонкого корпуса и широких диапазонов входных и выходных напряжений идеально подходит для множества приложений, включая оптические модули, оборудование с батарейным питанием, аккумуляторные системы резервного питания, источники смещающего напряжения для усилителей мощности и лазерных диодов и небольшие двигатели постоянного тока.

LTM4661 может отдавать в нагрузку непрерывный ток 4 А при входном напряжении 3.3 В и выходном напряжении 5 В, или ток 0.7 А при входном напряжении 3.3 В и выходном напряжении 12 В. Благодаря синхронному выпрямлению, КПД преобразования может достигать 92% (при входном напряжении 3.3 В и выходном напряжении 5 В). Частота переключения при внутренней синхро-





Повышающий DC/DC преобразователь 5 В/2 А на микромодуле LTM4661.

низации равна 1 МГц, а при использовании внешнего тактового источника она может составлять от 500 кГц до 1.5 МГц. Высокая частота переключения 1 МГц и двухфазная архитектура LTM4661 с одним выходом обеспечивают быстрый отклик на изменения входного напряжения и тока нагрузки, а также значительное снижение размаха выходных пульсаций. LTM4661 может работать в одном из трех режимов: пульсирующем (Burst Mode), режиме принудительной непрерывной проводимости и режиме внешней синхронизации. Ток, потребляемый модулем в пульсирующем режиме, составляет всего 25 мкА и позволяет продлить время работы автономного источника питания. Режимы принудительной непрерывной проводимости или внешней синхронизации используются для приложений, требующих минимально возможного уровня коммутационных помех.

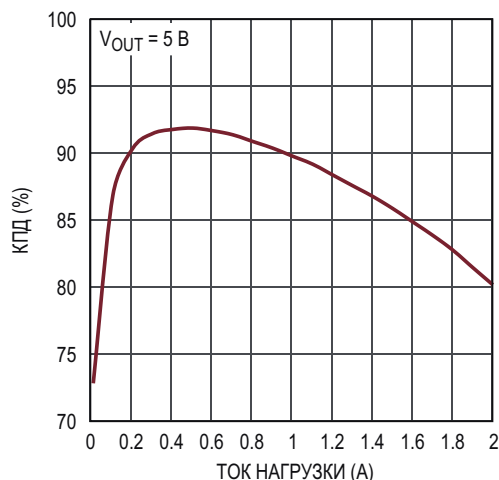
В модуле LTM4661 предусмотрено также отключение выхода в режиме останова и огра-

ничение пускового тока при включении. Имеются функции защиты от коротких замыканий, повышенного напряжения и перегрева.

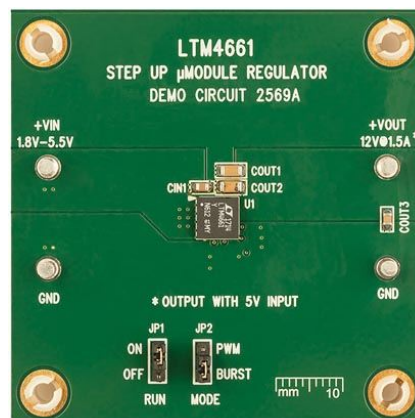
Модуль LTM4661 рассчитан на диапазон рабочих температур от  $-40^{\circ}\text{C}$  до  $125^{\circ}\text{C}$ .

### Сводка основных характеристик LTM4661

- Законченное решение размещается на односторонней печатной плате площадью менее  $1\text{ см}^2$  или на двусторонней плате площадью  $0.5\text{ см}^2$ ;
- Диапазон входных напряжений от 1.8 В до 5.5 В с возможностью снижения до 0.7 В после запуска;
- Диапазон выходных напряжений от 2.5 В до 15 В;
- Выходной ток до 4 А;
- Максимальная общая погрешность выходного напряжения  $\pm 3\%$  во всех диапазонах входных напряжений, токов нагрузки и температур;
- Отключение выхода в режиме останова;



Зависимость КПД от тока нагрузки при входном напряжении 3.3 В.



Демонстрационная схема 2569А – сверхтонкий повышающий преобразователь на микромодуле LTM4661.



- Ограничение пускового тока;
- Возможность синхронизации внешним сигналом;
- Возможность выбора пульсирующего режима работы;
- Защита выхода от повышенного напряжения и перегрева;

- Ультратонкий корпус BGA размером 6.25 мм × 6.25 мм × 2.42 мм.

### Цена и доступность

Микромодуль освоен в серийном производстве и в партиях из 1000 приборов продается по цене \$6.98 за штуку.

## Toshiba выпускает оптоизолированный драйвер затворов с пиковым током 2.5 А

*Сверхтонкое устройство с гарантированным напряжением изоляции 5 кВ и путями утечки по корпусу и между выводами 8 мм*

Toshiba Electronics Europe сообщила о выпуске нового оптически изолированного драйвера затворов в низкопрофильном корпусе SO8L. Оптоизолятор TLP5832, рассчитанный на пиковый ток 2.5 А, может непосредственно управлять IGBT и MOSFET среднего класса в таких приложениях, как промышленные инверторы, кондиционеры воздуха и солнечные источники энергии, а также в сервоусилителях.



Благодаря впервые использованному корпусу SO8L, высота нового оптрона составля-

ет всего 2.3 мм, что примерно на 54% ниже, чем у аналогичных приборов, выпускавшихся Toshiba ранее в корпусах SDIP6 и DIP8. SO8L отвечает требованиям современных приложений, часто ограниченных высотой и площадью монтажного пространства.

Несмотря на миниатюрные размеры, микросхема обеспечивает напряжение изоляции 5000 В с.к.з. и гарантированные пути утечки по корпусу и между выводами не менее 8 мм, что позволяет использовать ее в приложениях с высокими требованиями к характеристикам изоляции, включая цепи, определяющие безопасность системы.

Кроме того, для TLP5832 гарантируются время задержки распространения 200 нс и перекося задержек  $\pm 80$  нс в полном диапазоне рабочих температур от  $-40$  °C до 110 °C. Совокупность характеристик новых оптронов дает возможность создавать схемы высокоэффективных инверторов с характеристиками, менее критичными к изменениям температуры.

Toshiba начала поставки новых приборов.

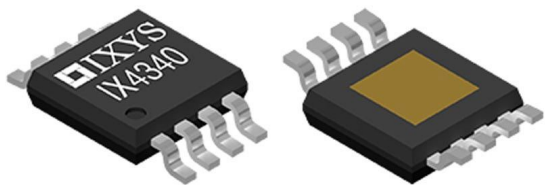
## IXYS сообщила о доступности недорогих сдвоенных 5-амперных драйверов затворов

*Микросхема IX4340UE способна управлять затворами большинства мощных MOSFET и IGBT*

IXYS Integrated Circuits Division, ставшая теперь частью компании Littelfuse, объявила о доступности недорогой микросхемы двухканального 5-амперного драйвера затворов IX4340UE. Микросхема имеет два выхода, каждый из которых рассчитан на ток до 5 А.

Максимальное рабочее напряжение драйверов составляет 20 В. Благодаря согласованным задержкам распространения, идентичные выходы драйверов можно соединять параллельно для создания более сильноточных устройств. Логические входы управле-

ния, среди которых есть индивидуальные выводы разрешения для каждого канала, совместимы с уровнями ТТЛ и КМОП логики. Цепь блокировки при пониженном напряжении не допускает открывания драйвера верхнего плеча до установления достаточного напряжения питания.



Малое время задержки распространения (типичное значение 16 нс) и короткие фронты (типичное значение 7 нс) позволяют использовать новый драйвер в высокочастотных приложениях. IX4340UE работает в расширенном диапазоне температур от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$  и выдерживает разряды статического электричества до  $\pm 4\text{ кВ}$  (при воздействии модели человеческого тела). Драйвер затво-

ров выпускается в 8-выводном корпусе MSOP размером  $3\text{ мм} \times 3\text{ мм}$  со сниженным тепловым сопротивлением.

Недорогие драйверы IX4340UE хорошо подходят для управления затворами MOSFET и IGBT в мощных импульсных источниках питания, силовых инверторах, DC/DC преобразователях и приводах двигателей. Для приложений, требующих больших токов управления, IXYS выпускает 14-амперные (серия IXD\_614) и 30-амперные (серия IXD\_630) микросхемы драйверов.

### Доступность

IX4340UE запущены в серийное производство; единичные образцы можно приобрести через любых авторизованных дистрибьюторов IXYS. Устройства IX4340UE выпускаются в 8-выводном корпусе с открытым теплоотводящим основанием и упаковываются в пластиковые пеналы по 100 штук, тогда как IX4340UETR поставляются упакованными в блистерную ленту по 5,000 штук.

## Vishay Intertechnology предлагает новые многофункциональные щелевые оптроны для автомобильных и промышленных приложений

*Щелевые оптроны в компактных корпусах для поверхностного монтажа размером  $5.5\text{ мм} \times 5.85\text{ мм} \times 7\text{ мм}$  для автомобильных и промышленных приложений*

Vishay Intertechnology начала серийное производство двух щелевых оптронов, удовлетворяющих требованиям промышленных приложений и автомобильного стандарта AEC-Q101. Новые приборы TCUT1630X01 и TCUT1800X01, выпускаемые подразделением Vishay Semiconductors в компактных корпусах с размерами  $5.5\text{ мм} \times 5.85\text{ мм} \times 7\text{ мм}$ , являются первыми в отрасли 3- и 4-канальными щелевыми оптронами, соответственно.



Трехканальный оптрон TCUT1630X01 содержит инфракрасный излучатель и три фототранзисторных детектора, расположенных друг напротив друга в корпусе для поверхностного монтажа. Благодаря более глубокому оптическому зазору, чем у устройств предыдущего поколения, и дополнительному каналу для индексной метки, устройства идеально подходят для детектирования углов поворота и вертикальных смещений. Четырехканальный прибор TCUT1800X01, в котором объединены два инфракрасных излучателя и четыре фототранзисторных детектора, способен определять до 16 позиций в устройствах абсолютного и инкрементного измерения положения.

Оба выпущенных датчика могут обнаруживать движение, скорость и направление. Они могут использоваться в качестве датчиков положения в автомобильном оборудовании, работающем при высоких температурах



TCUT1630X01.

TCUT1800X01.

вблизи от двигателей, а также в поворотных ручках салона, замках зажигания, адаптивных фарах и электроусилителях руля. Что касается промышленных приложений, устройства хорошо подходят для контроля счетчиков расхода газа и воды, определения состояния дверей, панелей и наличия вставленных монет или кредитных карт.

Типовой выходной ток TCUT1630X01 и TCUT1800X01 составляет 1.3 мА, а рабочая длина волны – 950 нм. Ширина оптического зазора датчиков равна 3 мм при апертуре 0.3 мм. Устройств рассчитаны на работу в диапазон температур от –40 °С до +105 °С. Чувствительность приборов к влажности

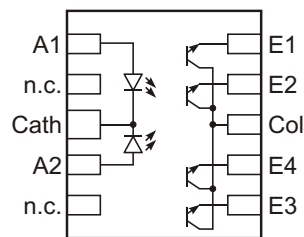


Схема щелевого оптрона TCUT1800X01.

соответствует Уровню 1 стандарта J-STD-020 (MSL1), что означает возможность неограниченно долгого хранения после вскрытия упаковки. Оптроны допускают пайку инфракрасным оплавлением припоя согласно JEDEC-STD-020D, не содержат галогенов и отвечают требованиям директивы RoHS и экологической инициативы Vishay Green.

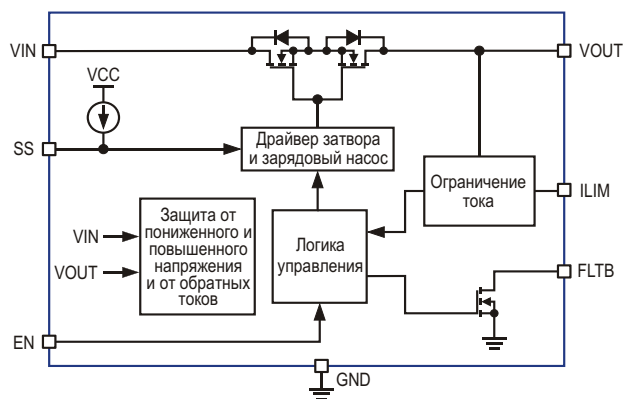
В настоящее время доступны как единичные образцы, так и промышленные партии новых оптических датчиков. Срок выполнения заказов большого объема составляет 10 недель.

## Alpha and Omega Semiconductor представляет защищенный интеллектуальный коммутатор нагрузки для приложений USB Type-C

*Лучшие в отрасли характеристики, защита от напряжений до 28 В, ограничение прямого тока и блокировка обратного тока*

Alpha and Omega Semiconductor представила новый переключатель нагрузки в цепях интерфейса Type-C Power Delivery с защитой от перенапряжений до 28 В. Переключатель AOZ1353 с ограничением прямого тока и блокировкой обратного тока предназначен для приложений, внутренние цепи которых требуют защиты от воздействия высоких напряжений. Новое устройство с сопротивлением

открытого ключа 40 мОм, выпускаемое в корпусе DFN размером 3 мм × 3 мм со сниженным тепловым сопротивлением, идеально подходит для новейших ноутбуков, ультрабуков, настольных компьютеров, мониторов, док-станций и приложений Thunderbolt/USB Type-C PD.



Функциональная схема коммутатора нагрузки AOZ1353.

АОZ1353 работает при входных напряжениях от 3.4 В до 5.5 В, а максимальное выходное напряжение составляет 28 В. Внутренняя схема ограничения защищает устройство от больших токов нагрузки. Встречное включение ключей блокирует любые утечки между входом и выходом при выключенном устройстве, или при включенном, когда выходное напряжение превышает входное. Микросхема АОZ1353 с полностью программируемыми рабочими параметрами оснащена комплексными функциями безопасности, включая мягкий старт, защиту от коротких замыканий, перегрева, перегрузки по току и повышенного напряжения.

## Основные технические характеристики

Рабочее напряжение	3.4 В ... 5.5 В
Собственный ток потребления	80 мкА
Ток в режиме отключения	1 мкА
Максимальный ток нагрузки	3.5 А
Параметры мягкого старта	Программируемые

## Цена и доступность

АОZ1353 доступны для заказа в промышленных объемах со сроком поставки 12 недель. Цена одной микросхемы в партии из 1000 приборов составляет \$1.5.

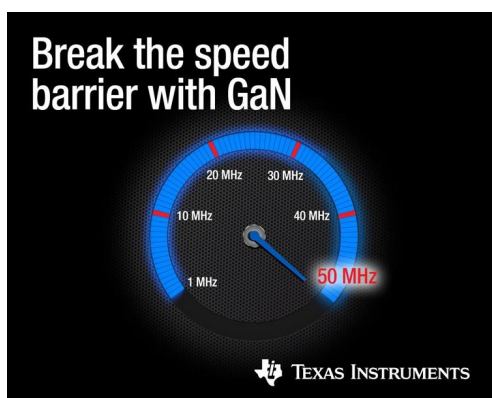
## Texas Instruments расширяет семейство силовых приборов самыми миниатюрными и быстрыми в отрасли GaN драйверами затворов

*Два новых драйвера МОП-транзисторов могут использоваться в наносекундных лидарах и 50-мегагерцовых DC/DC преобразователях*

Расширяя портфель своих уникальных нитрид-галлиевых (GaN) приборов, Texas Instruments (TI) анонсировала выпуск двух новых быстродействующих драйверов GaN МОП-транзисторов, предназначенных для создания более эффективных и совершенных конструкций в таких высокоскоростных приложениях, как лидары и схемы отслеживания огибающей в радиочастотном оборудовании 5G. LMG1020 и LMG1210 могут работать на частотах переключения 50 МГц, позволяя достичь значительного увеличения КПД и пятикратного снижения размеров, что ранее было невозможно при использовании кремниевых MOSFET.

LMG1020, формирующий импульсы длительностью 1 нс, обеспечит высокую точность измерений в промышленных лазерных локаляторах. Миниатюрный корпус WCSP на базе подложки кристалла с размерами всего 0.8 мм × 1.2 мм минимизирует паразитные индуктивности и потери, способствуя дополнительному увеличению общего КПД.

50-мегагерцовый драйвер полумоста LMG1210 предназначен для управления GaN МОП-транзисторами в схемах с напряжением питания до 200 В. Регулируемая величина мертвого времени дает возможность до 5% увеличить КПД высокочастотных DC/DC преобразователей, драйверов двигателей, аудио усилителей класса D, а также других приложений преобразования энергии. Разработчики смогут создавать устройства с самой высокой в отрасли устойчивостью к синфазным помехам со скоростью нарастания более 300 В/нс.

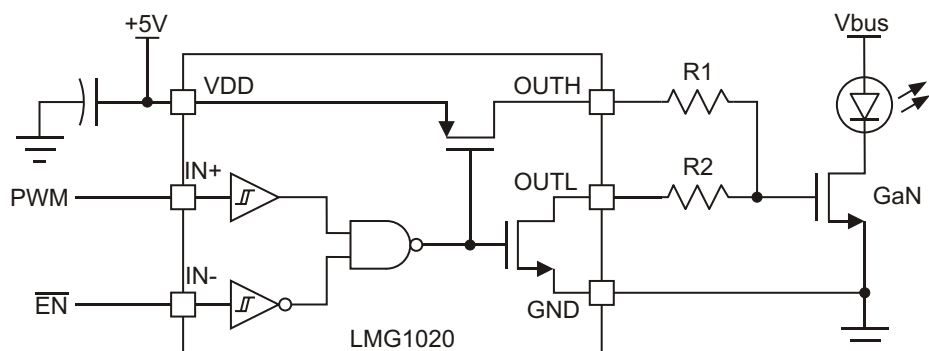


Самый быстродействующий в отрасли 60-мегагерцовый GaN драйвер нижнего плеча

## Основные особенности и преимущества LMG1020 и LMG1210

### • Высокое быстродействие:

Сверхмалая задержка распространения двух устройств (2.5 нс у LMG1020 и 10 нс у LMG1210) позволяет создавать силовые решения, превосходящие кремниевые драйверы по быстродействию в 50 раз. Помимо этого, LMG1020 способен форми-



Упрощенная схема передатчика лидара на основе LMG1020.

ровать мощные 1-наносекундные импульсы для накачки лазеров, используемых в лидарах большого радиуса действия.

#### • **Высокий КПД:**

Оба устройства обеспечивают высокий КПД устройств. Низкая емкость коммутационного узла LMG1210, равная 1 пФ, и регулируемая пользователем величина мертвого времени увеличивают КПД на целых 5%.

#### • **Плотность мощности:**

Интегрированная в LMG1210 функция управления мертвым временем позволяет за счет сокращения количества компонентов и увеличения КПД уменьшить размеры источника питания на 80%. Возросшая плотность мощности LMG1020 дает возможность разрабатывать лазерные радары высочайшего разрешения в самых компактных в отрасли корпусах.

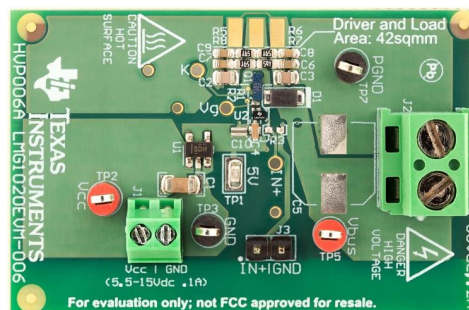
### Преимущества приборов TI на GaN

LMG1020 и LMG1210 являются последними дополнениями к крупнейшему в отрасли портфелю мощных GaN приборов – от 200-вольтовых драйверов до 80- и 600-вольтовых силовых каскадов. Располагая огромным объемом данных, полученных в результате более чем 10 млн часов тестирования надежности процесса GaN, TI готова перенести накопленный за десятилетия опыт разработки и производства готовых к использованию кремниевых устройств на технологию GaN.

### Инструменты и средства ускорения разработки

Разработчики имеют возможность легко и быстро оценить возможности этих новых устройств, воспользовавшись оценочными модулями LMG1020EVM-006 и LMG1210EVM-012 и загрузив соответствующие SPICE модели. Немедленно приступить к работе

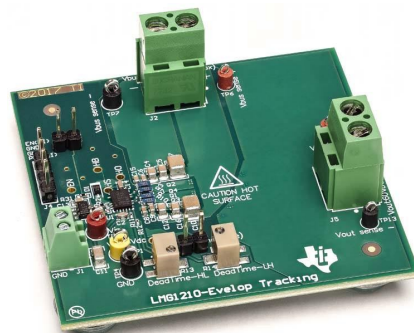
над проектом помогут базовые проекты наносекундного драйвера лазера для лидара и мегагерцового силового каскада для быстродействующих DC/DC преобразователей.



Оценочный модуль LMG1020EVM-006.

### Корпуса, цены и доступность

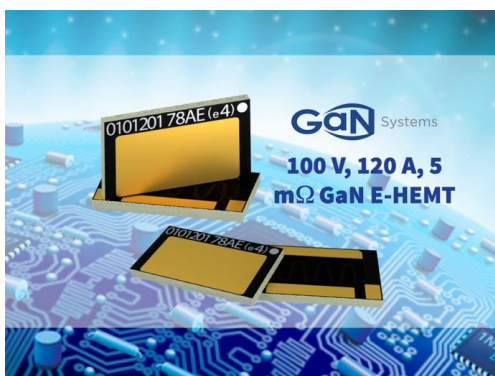
Опытные образцы микросхем LMG1020 и LMG1210 можно приобрести в онлайн магазине TI или у авторизованных дистрибьюторов компании. LMG1020 выпускается в корпусе WCSP, и в партиях из 1000 приборов продается по цене \$1.79 за штуку, тогда как LMG1210 в безвыводном корпусе QFN в лотах такого же объема стоит \$2.19.



Многомегагерцовый силовой каскад для быстродействующих DC/DC преобразователей на основе LMG1210.

## GaN Systems создала GaN транзистор с рекордной для отрасли допустимой токовой нагрузкой 120 А

Канадская компания GaN Systems представила самые сильноточные и энергоэффективные в отрасли 100-вольтовые GaN E-HEMT GS-010-120-1-T с сопротивлением открытого канала 5 мОм и максимальным током 120 А. По величине допустимого тока новый прибор в 1.3 раза превосходит 90-амперный транзистор, выпускаемый GaN Systems, и в 2.4...4.6 раз превосходит GaN приборы конкурентов. GS-010-120-1-T – это работающий в режиме обогащения мощный транзистор, изготавливаемый на эпитаксиальных структурах GaN на кремнии, в котором воплощены все преимущества конструкций кристалла и корпуса, созданных GaN Systems.



Этот революционный транзистор идеально подходит для расширяющегося рынка 48-вольтовых автомобильных, промышленных и энергетических приложений, где высокие уровни мощности должны сочетаться с малыми размерами. Вывод на рынок продуктов, подобных GS-010-120-1-T, позволяет, в частности, увеличить автономный пробег электрических транспортных средств, снизить расходы на эксплуатацию систем для возобновляемых источников энергии и сократить размеры высокоинтегрированного промышленного силового оборудования.

Кроме того, транзистор дает больше гибкости в выборе конструктивных решений и упрощает модернизацию оборудования. По выводам и размерам корпуса новый транзистор полностью совместим с выпускаемым GaN Systems 100-вольтовым 90-амперным GaN E-HEMT GS61008T, предоставляя потребителям удобную возможность увеличить мощность устройства, не внося изменений в печатную плату. Увеличение допустимой токовой нагрузки при тех же размерах позволит, сохранив прежний объем решения, повысить мощность системы на 33%.

## ON Semiconductor выпускает новый комплект малопотребляющих микросхем, совместимых с USB-C 1.3

*Два контроллера и коммутатор позволяют просто и быстро внедрить интерфейс USB-C в существующие приложения без изменения их архитектуры*

ON Semiconductor представила новый комплект микросхем для приложений интерфейса USB-C (Type-C), полностью совместимых с самой последней спецификацией версии 1.3 и легко интегрируемых в различные

системы. Новый комплект содержит два контроллера и коммутатор, предназначенные для использования в смартфонах, планшетах и ноутбуках, а также в промышленном и автомобильном оборудовании.



Контроллер портов FUSB303 дает возможность создавать новые и модернизировать существующие приложения с поддержкой режимов ведущего (SRC), ведомого (SNK) или порта двойного назначения (DRP). Новое устройство автономно обнаруживает подключение и требует минимальных аппаратных и программных ресурсов процессора, предоставляя при этом высокую гибкость за счет множества настраиваемых функций.

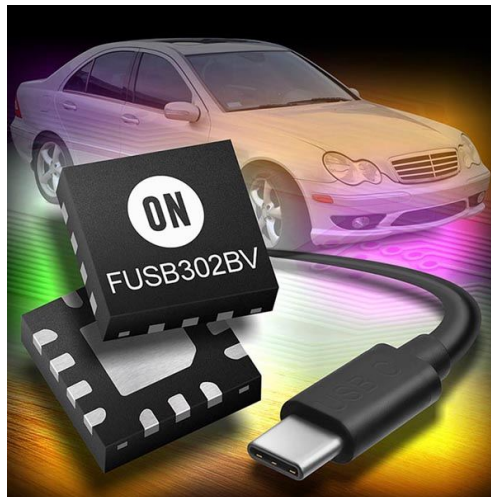
FUSB303, превосходящий все микросхемы своего класса по уровню энергопотребления, существенно повысит характеристики мобильных и носимых приложений. В режиме ожидания устройство потребляет ток менее 10 мкА. Контроллер выпускается в ультратонком корпусе QFN-12 с размерами 1.6 мм × 1.6 мм × 0.375 мм, высота которого меньше, чем у стандартного корпуса CSP, что позволяет использовать его в конструкциях с ограниченным объемом.

Коммутатор FSUSB242 обеспечивает защиту портов USB-C от высоких и импульсных напряжений. В соответствии с требованиями стандарта, коммутатор защиты порта позволяет мультиплексировать два источника USB на общие выводы DP/DM, не нарушая целостности сигнала. Микросхема защищена от высоких напряжений и, в соответствии с требованиями стандарта IEC 64000-4-5, гарантирует ограничение бросков напряжения до ±20 В без использования внешних супрессоров.

FSUSB242 подходит для мобильных приложений, поскольку потребляет низкую мощность, экономит место на печатной плате благодаря компактному корпусу WLCSP-9 и не нуждается во внешних TVS диодах.

В то время как остальные решения доступны только в версиях для потребительских

приложений, микросхема FUSB302BV, выполняющая функции контроллера USB-C, сертифицирована на соответствие стандарту AEC-Q100 и может обнаруживать факт подключения и определять тип устройства, что делает ее одним из самых эффективных и гибких приборов.



В отличие от других решений, FUSB302BV использует для обмена данными интерфейс I<sup>2</sup>C и не содержит микроконтроллера. Этим обеспечивается соответствие устройства требованиям автомобильных стандартов в части минимального энергопотребления и низких уровней саморазогрева.

## ЕРС анонсирует сверхминиатюрный мощный 350-вольтовый GaN транзистор

*350-вольтовые сверхминиатюрные мощные транзисторы EPC2050 с сопротивлением канала 65 мОм и максимальным током 26 А адресованы разработчикам силовых систем. Новые устройства идеально подходят для таких приложений, как многоуровневые преобразователи, зарядные устройства электрических транспортных средств, солнечные инверторы и драйверы двигателей.*

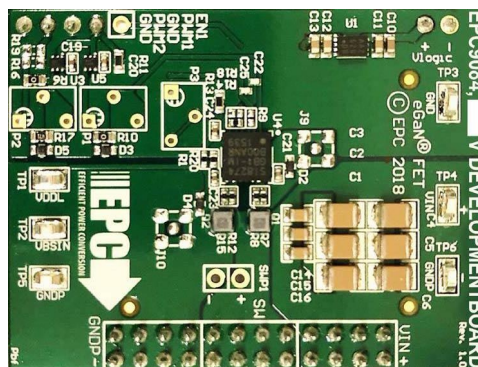
Efficient Power Conversion (EPC) анонсировала выпуск 350-вольтового GaN транзистора EPC2050 с сопротивлением открытого канала 65 мОм и максимальным импульсным током 26 А. В перечень типичных приложений нового прибора входят зарядные устройства электрических транспортных средств, инверторы солнечных электростанций, драйверы двигателей и многоуровневые преобразователи, такие, например, как трехуровневый LLC преобразователь с входным напряжением 400 В и выходным напряжением 48 В для источников пита-

ния телекоммуникационного или серверного оборудования.

Площадь EPC2050 составляет всего 3.72 мм<sup>2</sup> (1.95 мм × 1.95 мм), поэтому разработчикам больше не придется выбирать между размерами и электрическими характеристиками – они могут получить и то, и другое! Высокоэффективный полумост с драйверами затворов при использовании миниатюрных транзисторов EPC2050 занимает в пять раз меньшую площадь печатной платы, чем сопоставимое решение на основе кремния. Несмотря на миниатюрный корпус, имеющий размеры кристалла, EPC2050 справляется с отводом тепла эффективнее, чем MOSFET в пластиковых корпусах.

### Отладочная плата

Отладочная плата EPC9084 представляет собой полумост с максимальным допустимым напряжением 350 В, содержащий EPC2050 и драйвер затворов Si8274GB1-IM компании Silicon Labs. На этой небольшой плате размером 51 мм × 38 мм имеются все важнейшие компоненты, необходимые для



Отладочная плата EPC9084.

оценки возможностей 350-вольтового eGaN МОП-транзистора EPC2050.

### Цены и доступность

Один eGaN МОП-транзистор EPC2050 в партиях из 1000 приборов стоит \$3.19, а отладочные платы EPC9084 продаются по цене \$118.75 за штуку.

Оба устройства доступны для немедленного приобретения у дистрибьюторской компании Digi-Key.



# настоящее немецкое качество

**Testboy**  
GmbH, Germany

контрольно-  
измерительное  
оборудование

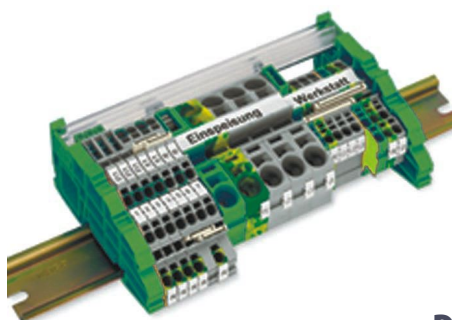


»»» **JOKARI**<sup>®</sup>  
original

инструмент для  
разделки кабеля  
и снятия изоляции



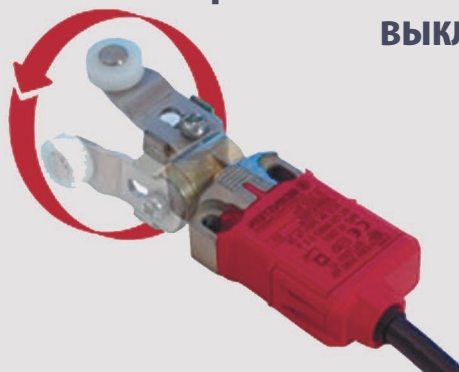
**WAGO**<sup>®</sup>  
INNOVATIVE CONNECTIONS



клеммы  
на DIN рейку  
и для печатных плат

**BERNSTEIN**  
safe solutions

промышленные корпуса  
выключатели  
датчики



**ДЕЦИМА**

ПОСТАВКА ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

**ДИСТРИБЬЮТОР В РОССИИ**

**WWW.DECIMA.RU**

МОСКВА, ЗЕЛЕНОГРАД, +7(495) 988-4858



# Может ли ток в обмотке дросселя измениться мгновенно?

## Часть 2

Окончание. Начало в номере 03-2018

Александр Русу, Одесса, Украина

### Как изменить магнитный поток

Формула (6) показывает лишь связь между электромагнитными процессами в дросселе, но не предусматривает возможности изменения ни токов в обмотках, ни магнитного потока. И значит, пришло время вспомнить открытый Фарадеем закон электромагнитной индукции, связывающий электродвижущую силу  $\epsilon$  с изменением магнитного потока:

$$\epsilon = N \frac{d\Phi}{dt}, \quad (9)$$

где  $N$  – количество витков обмотки.

Подобно рассмотренной выше теореме о циркуляции вектора напряженности магнитного поля, закон Фарадея также связывает две части единого целого. Закон электромагнитной индукции работает «в обе стороны»: любое изменение магнитного потока, например, из-за перемещения постоянного магнита возле обмотки, приводит к появлению на ее выводах ЭДС, а появление стороннего напряжения на выводах – к изменению магнитного потока. Таким образом, прикладывая к обмотке произвольное напряжение  $u(t)$  на протяжении некоторого интервала времени

$t_{\text{нач}} \dots t_{\text{кон}}$  можно изменить магнитный поток на величину  $\Delta\Phi$ :

$$\Delta\Phi = \frac{1}{N} \int_{t_{\text{нач}}}^{t_{\text{кон}}} u(t) dt. \quad (10)$$

На протяжении первого этапа преобразования к обмотке  $W1$  через открытый ключ  $S1$  прикладывается напряжение конденсатора  $C1$ , равное напряжению на входе преобразователя  $U_{\text{вх}}$ . Для обеспечения нормальной работы схемы количество энергии в конденсаторах  $C1$  и  $C2$  должно быть как минимум на порядок больше количества энергии, накапливаемой в дросселе  $L1$ . Это означает, что изменением напряжения на конденсаторе  $C1$  за время первого этапа преобразования можно пренебречь, приняв  $u_{W1}(t) = U_{\text{вх}} = \text{const}$ . Это позволяет вынести  $u_{W1}(t)$  в формуле (10) за знак интеграла и определить величину изменения магнитного потока на первом этапе преобразования  $\Delta\Phi_1$ :

$$\Delta\Phi_1 = \frac{U_{\text{вх}}}{N_1} t_1, \quad (11)$$

где  $t_1$  – длительность первого этапа преобразования.

Таким образом, к следующей коммутации ключей S1 и S2 магнитный поток станет равным  $\Phi_{\text{КОН1}} = \Phi_{\text{НАЧ1}} + \Delta\Phi_1$ , которому будет соответствовать ток  $I_{W1\_КОН}$  в обмотке W1:

$$I_{W1\_КОН} = \frac{\Phi_{\text{КОН1}}}{A_L N_1} \quad (12)$$

После окончания первого этапа преобразования, начинается второй, на протяжении которого ключ S1 находится в разомкнутом, а ключ S2 – в замкнутом состоянии. Очевидно, что все процессы на втором этапе полностью идентичны и отличаются только активными элементами схемы: дроссель L1 через обмотку W2 и ключ S2 обменивается энергией с конденсатором C2, а элементы C1, W1 и S1 не принимают участия в работе. Как и на первом этапе, в момент замыкания ключа S2 магнитный поток  $\Phi_{\text{НАЧ2}}$  в дросселе может быть отличен от нуля, и ему будет соответствовать ток  $I_{W2\_НАЧ}$  в обмотке W2:

$$I_{W2\_НАЧ} = \frac{\Phi_{\text{НАЧ2}}}{A_L N_2} \quad (13)$$

Точно так же, за время второго этапа магнитный поток изменится на величину  $\Delta\Phi_2$ , поскольку к его обмотке W2 через открытый ключ S2 приложено напряжение  $u_{W2}(t)$ , равное напряжению на конденсаторе C2, которое на протяжении второго этапа длительностью  $t_2$  практически не меняется, и значит его можно считать постоянным и равным выходному напряжению преобразователя  $U_{\text{ВЫХ}}$ , поэтому

$$\Delta\Phi_2 = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{N_2} t_2 \quad (14)$$

А к концу второго этапа магнитный поток достигнет величины  $\Phi_{\text{КОН2}} = \Phi_{\text{НАЧ2}} + \Delta\Phi_2$ , которому будет соответствовать ток  $I_{W2\_КОН}$ :

$$I_{W2\_КОН} = \frac{\Phi_{\text{КОН2}}}{A_L N_2} \quad (15)$$

Поскольку в моменты коммутации ключей S1 и S2 магнитный поток остается неизменным, мы имеем полное право записать:

$$\begin{aligned} \Phi_{\text{НАЧ1}} &= \Phi_{\text{КОН2}} \\ \Phi_{\text{НАЧ2}} &= \Phi_{\text{КОН1}} \end{aligned} \quad (16)$$

Ну и для того, чтобы преобразователь выполнял свою непосредственную функцию, должно выполняться последнее условие:

$$\Phi_{\text{НАЧ2}} < \Phi_{\text{НАЧ1}} \quad (17)$$

иначе магнитопровод дросселя после нескольких циклов достигнет насыщения, его параметр  $A_L$  за счет уменьшения  $\mu_{\text{ЭКВ}}$  уменьшится, а токи обмоток, определяемые (8), (12), (13) и (15) резко возрастут, что приведет к перегрузке и выходу из строя силовых элементов. Да и схема работать не будет, поскольку при совпадении знаков  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  магнитопровод дросселя, будет только накапливать энергию.

### Влияние коэффициента трансформации дросселя на токи обмоток

Временные диаграммы магнитного потока и токов в обмотках дросселя L1 показаны на Рисунке 4. Из графиков видно, что в обратномходовом преобразователе токи обмоток  $i_{W1}(t)$  и  $i_{W2}(t)$  в моменты переключения ключей S1 и S2 резко (в идеальном случае – мгновенно) изменяются, а вот магнитный поток  $\Phi(t)$ , и соответствующий ему полный ток до и после коммутации остаются неизменными.

Отношение токов в обмотках на границах этапов преобразования можно определить

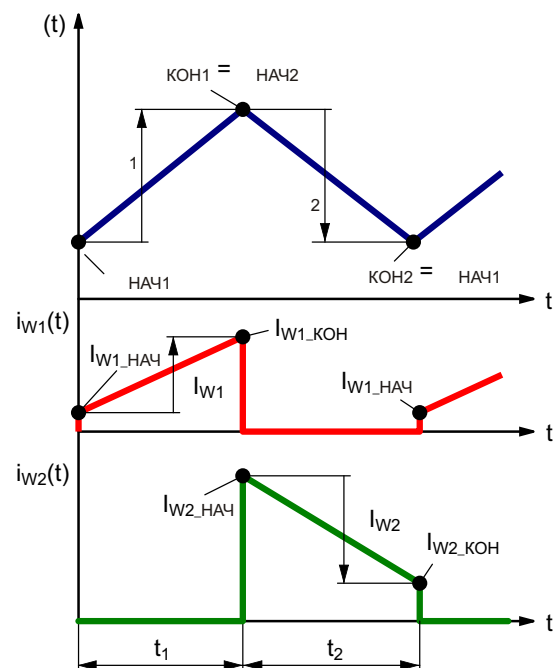


Рисунок 4. Магнитный поток и токи обмоток дросселя обратногоходового преобразователя.

на основании (16), подставив в эти равенства формулы (8), (12), (13) и (15):

$$\begin{aligned} I_{W1\_HAЧ} &= n_{21} I_{W2\_HAЧ}, \\ I_{W2\_HAЧ} &= \frac{I_{W1\_КОН}}{n_{21}}, \end{aligned} \quad (18)$$

где  $n_{21} = N_2/N_1$  – коэффициент трансформации дросселя [1].

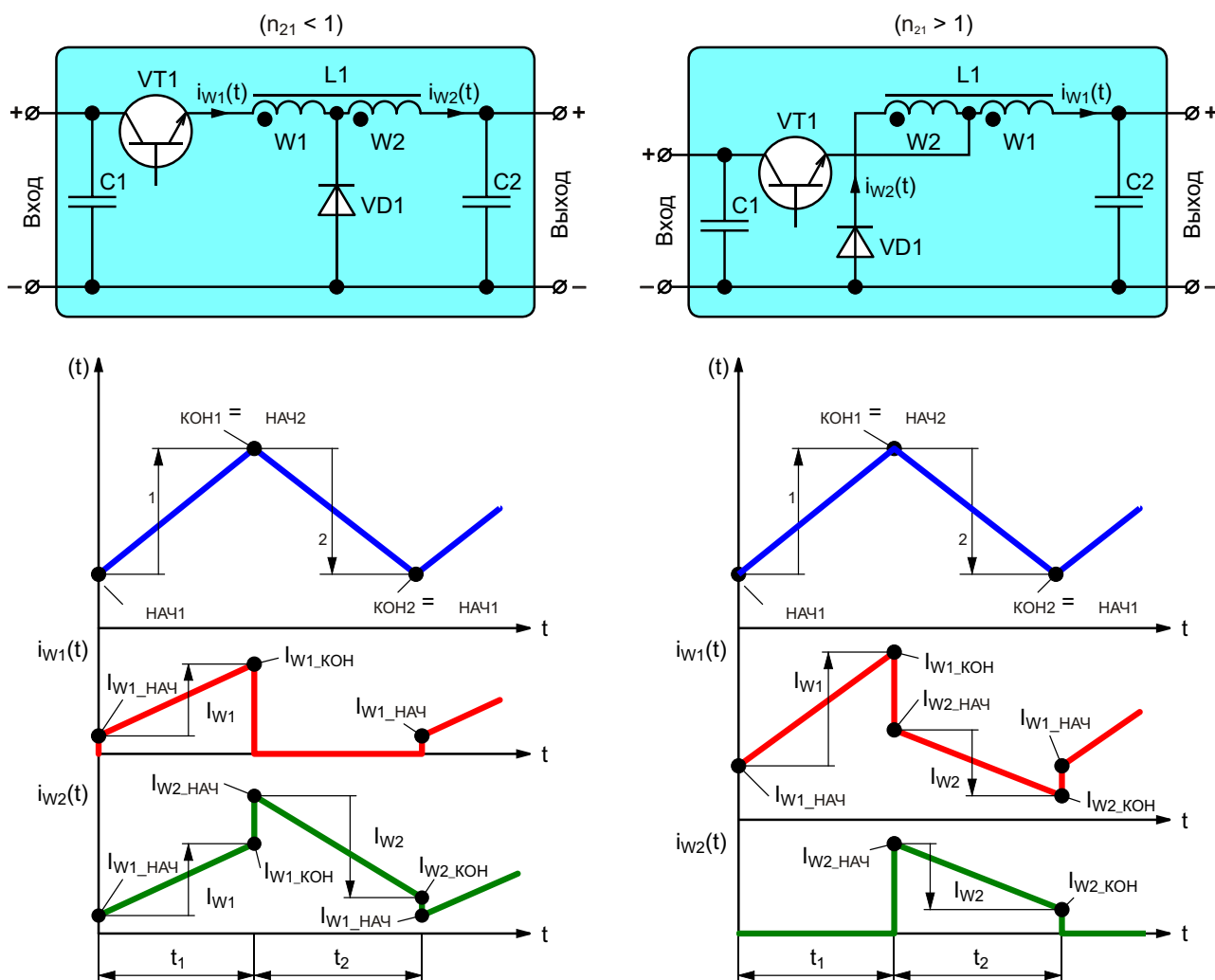
Не составит труда также определить взаимосвязь между величинами изменения токов  $I_{W1}$  и  $I_{W2}$  в обмотках дросселя (Рисунок 4):

$$I_{W1} = n_{21} I_{W2}. \quad (19)$$

Формулы (18) и (19) позволяют определить влияние коэффициента трансформации дросселя  $n_{21}$  на параметры электрических процессов в силовой части преобразова-

теля. Анализируя их видно, что в момент коммутации происходит резкое изменение тока в обмотках на величину коэффициента трансформации. Поскольку  $n_{21}$  может быть как меньше, так и больше единицы, то и ток может как увеличиться, так и уменьшиться. Это позволяет, при необходимости, путем выбора  $n_{21}$  уменьшить величину пульсации токов в обмотках и использовать ключи S1 и S2 с меньшей установочной мощностью.

Для обратноходового преобразователя, в котором дроссель включен по трансформаторной схеме, резкое изменение до нуля токов его обмоток обычно не вызывает какого-либо внутреннего дискомфорта, особенно с учетом того, что в технической литературе этот компонент часто называют трансформатором. Действительно, если ключи S1 или S2 размыкаются, то токи через обмотки физически протекать не могут, и поэтому должны быть равны нулю.



**Рисунок 5.** Магнитные потоки и токи обмоток преобразователей с автотрансформаторным включением дросселя.

Но вот форма токов в обмотках дросселя, включенного по автотрансформаторной схеме, первоначально вызывает много вопросов. При автотрансформаторном включении ток по одной из обмоток дросселя протекает на протяжении обоих этапов преобразования, а по другой – только на протяжении одного. Так, например, в понижающем преобразователе (Рисунок 5) при  $n_{21} < 1$  ток по обмотке  $W1$  протекает только на первом этапе преобразования, а по обмотке  $W2$  – на протяжении и первого и второго этапов. А при коэффициенте трансформации дросселя больше единицы наоборот – ток по обмотке  $W1$  протекает и на первом и на втором этапе, а по  $W2$  – только на втором.

Из-за этого в моменты коммутации происходит резкое изменение количества витков, участвующих в процессе преобразования, приводящее, в соответствии с (6), к резкому изменению тока в обмотках на величину коэффициента трансформации дросселя  $n_{21}$  (Рисунок 5), что и вызывает удивление у специалистов, не знакомых с тонкостями импульсного преобразования электрической энергии.

## Заключение

На самом деле эта статья ничего не отрицает и не опровергает. В теории электрических цепей и электротехнике индуктивность – всего лишь виртуальный элемент, с помощью которого можно моделировать реальные физические процессы, в данном случае – обмен энергией между электрической схемой и магнитным полем. Этой удобной и простой модели вполне достаточно для многих областей электроники и электротехники. Поэтому большинство разработчиков и уверены, что ток обмотки дросселя не может мгновенно измениться. Но получается, что мгновенно не может измениться количество энергии в магнитном поле, а ток обмотки, выполняющей не более чем функцию антенны, теоретически может меняться как угодно.

Можно найти несколько вариантов объяснения такой формы токов в обмотках дросселя. Например, очень красиво резкие изменения объясняются с помощью закона сохранения энергии на основе известных формул  $W = 0.5LI^2$ , где  $L = A_L N^2$  – индуктивности обмоток. В этом случае совершенно необязательно вспоминать магнитное поле и теоремы циркуляции. Однако очень часто некоторые разработчики забывают о том, что импульсные преобразователи все-таки преобразуют энергию, а не напряжение или ток. И значит, в первую очередь необходимо понимание физических процессов, происходящих в силовых элементах схемы, особенно в дросселях и трансформаторах – самых проблемных элементах этих устройств. **РЛ**

## Список источников

1. Русу А.П. Почему обмотки дросселя обратного преобразователя могут иметь разное число витков // Радиолюцман – 2018. – №1. – С.26 – 31 (Часть 1). – №2. – С.26 – 29 (Часть 2).
2. Русу А.П. Откуда появились базовые схемы преобразователей // Радиолюцман – 2017. – №9. – С.28 – 31 (Часть 1). – №10. – С.32 – 38 (Часть 2).
3. Русу А.П. Почему импульсные преобразователи «не любят» «легкую» нагрузку // Радиолюцман – 2017. – №11. – С.26 – 30 (Часть 1). – №12. – С.24 – 28 (Часть 2).
4. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических и магнитных процессов в дросселях импульсных преобразователей электрической энергии // Технология и конструирование в электронной аппаратуре (ТКЭА) – 2016. – №6. – С.17 – 29.
5. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ принципов построения и режимов работы импульсных преобразователей электрической энергии // Практическая силовая электроника. – 2016. – №2(62). – С.10 – 24.
6. Кадацкий А.Ф., Русу А.П. Анализ электрических процессов в импульсных преобразователях постоянного напряжения с широтно-импульсным регулированием // Электричество. – 2005. – №9. – С. 43–54.
7. Иродов И.Е. Основные законы электромагнетизма: учеб. пособие для студентов вузов. 2-е изд., стереотип. – Москва: Высшая школа, 1991. – 289с.

# Ультрапрецизионные источники напряжения на микросхемах Analog Devices

Michael Lynch, Analog Devices

Analog Dialogue

**В** этой статье мы продемонстрируем ультрапрецизионный программируемый источник напряжения, в котором используются микросхемы компаний Analog Devices и Linear Technology. Для создания программируемого источника напряжения с разрешением 1 ppm, интегральной нелинейностью 1 ppm и долговременным дрейфом лучше 1 ppm от диапазона полной шкалы (FSR) может использоваться микросхема AD5791 совместно с LTZ1000, ADA4077 и AD8675/AD8676 (Рисунок 1). Эта мощная комбинация помогает радиологам за счет необходимой им большей четкости изображения, повышенного разрешения и контрастности разглядеть более мелкие анатомические структуры. Представьте, что это означает применительно к МРТ (магнитно-резонансной томографии). Более детальные изображения органов и мягких тканей позволят медицинским специалистам точнее выявлять проблемы с сердцем, опухоли, кисты и аномалии в различных частях тела. Это лишь одно из

множества приложений для описываемого программируемого источника напряжения.

Другими приложениями, требующими точности 1 ppm, являются:

- **Наука, медицина, авиация и космонавтика**
  - Системы медицинской визуализации
  - Устройства управления лазерным лучом
  - Системы контроля вибраций
- **Контроль и измерения**
  - Автоматизированное измерительное оборудование
  - Масс-спектрометрия
  - Источники/измерители SMU
  - Устройства регистрации и анализа данных
- **Промышленная автоматизация**
  - Производство полупроводниковых приборов
  - Автоматизация технологических процессов

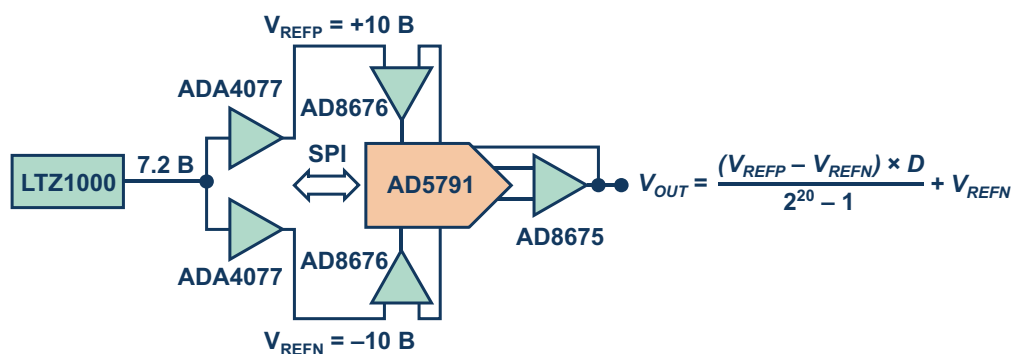


Рисунок 1. Программируемый источник напряжения.

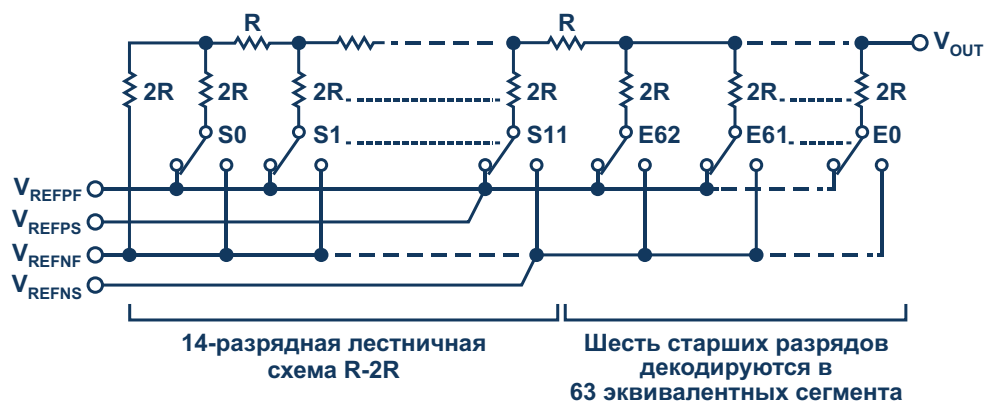


Рисунок 2. Лестничная структура матрицы резисторов ЦАП AD5791.

- Управление источниками питания
- Сложная робототехника

В контрольно-измерительных системах разрешение и точность 1 ppm обеспечивают более тонкое управление внешними источниками и наноприводами. В устройствах промышленной автоматизации это дает возможность управлять перемещениями и позиционированием с точностью до нанометров.

## AD5791

AD5791 – 20-разрядный цифро-аналоговый преобразователь (ЦАП) с небуферизованным выходом по напряжению с относительной погрешностью 1 ppm (интегральная нелинейность 1 единица младшего разряда – е.м.р.) и дифференциальной нелинейностью 1 е.м.р. (гарантированная монотонность). Он имеет впечатляющий температурный дрейф 0.05 ppm/°C, шумы 0.1 ppm пик-пик и долговременную стабильность лучше 1 ppm. AD5791 содержит прецизионную матрицу R-2R, в которой используются самые передовые методы согласования тонкопленочных резисторов (Рисунок 2). ЦАП работает либо от однополярного источника питания до 33 В, либо от двух напряжений –16.5 В ... –2.5 В ( $V_{SS}$ ) и +7.5 В ... 16.5 В ( $V_{DD}$ ). На опорные входы можно подавать напряжения 5 В ... ( $V_{DD} - 2.5$  В) и ( $V_{SS} + 2.5$  В) ... 0 В. В AD5791 используется универсальный трехпроводный последовательный интерфейс, работающий на частотах до 35 МГц и совместимый с интерфейсными стандартами SPI, QSPI, MICROWIRE и DSP. Микросхема выпускается в 20-выводном корпусе TSSOP.

## LTZ1000

Ультростабильный источник опорного напряжения LTZ1000 с регулируемой темпе-

ратурой кристалла и выходным напряжением 7.2 В отличается впечатляющими шумами, не превышающими 1.2 мкВ/кГц, долговременной стабильностью 2 мкВ/кч (кч – 1000 часов) и температурным дрейфом 0.05 ppm/°C. Микросхема содержит стабилитрон со скрытой структурой, а также нагревательный резистор и транзисторный датчик для стабилизации температуры (Рисунок 3). Для установки рабочих токов и термостабилизации опорного источника используются внешние компоненты. Это обеспечивает максимальную гибкость, наилучшую долговременную стабильность и минимальные шумы.

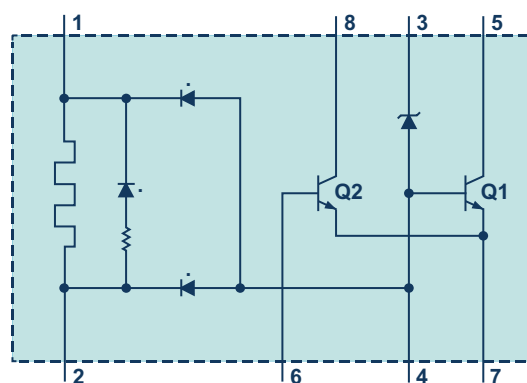


Рисунок 3. Упрощенная схема источника опорного напряжения LTZ1000.

## ADA4077

В прецизионном малощумящем операционном усилителе ADA4077 сочетаются сверхнизкое напряжение смещения и очень низкие входные токи. В отличие от усилителей на полевых транзисторах, эти основные параметры относительно нечувствительны к окружающей температуре, даже при максимальном значении 125 °C. Выходы без внешних

цепей коррекции сохраняют устойчивость при емкостных нагрузках более 1000 пФ.

## AD8675/AD8676

AD8675/AD8676 – прецизионные rail-to-rail операционные усилители, в которых ультранизкие значения смещения, дрейфа и шумов сочетаются с очень низким входными токами смещения во всем диапазоне рабочих температур.

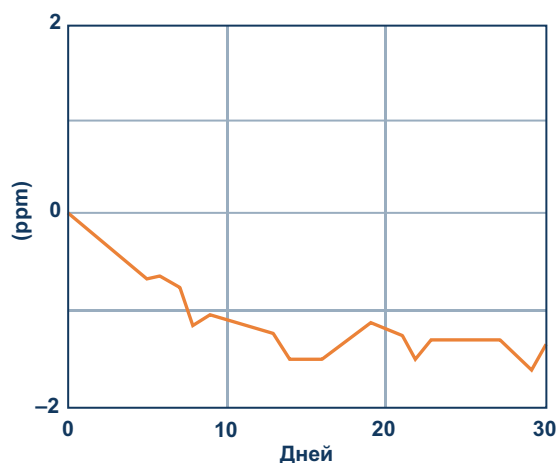
## Некоторые особенности схемы

### Шумы

Чтобы избежать влияния на характеристики схемы по постоянному току, низкочастотный шум должен быть сведен к минимуму. В полосе частот от 0.1 Гц до 10 Гц AD5791 генерирует шумы порядка 0.6 мкВ пик-пик, каждый из усилителей ADA4077 вносит по 0.25 мкВ пик-пик, AD8675 генерирует 0.1 мкВ пик-пик, а LTZ1000 – 1.2 мкВ пик-пик. Сопротивления резисторов выбраны такими, чтобы доля их шумов Джонсона в общем уровне шумов была небольшой.

### Конфигурация буфера опорного напряжения AD5791

Коэффициенты усиления буферов опорного напряжения, управляющих выводами REFP и REFN микросхемы AD5791, должны быть равны единице. Любые дополнительные токи, протекающие через резисторы установки коэффициента усиления на входы опорных напряжений, ухудшают точность ЦАП.



**Рисунок 4.** Долговременная стабильность LTZ1000, начиная с момента первого включения, без предварительной тренировки или искусственного состаривания.

## Интегральная нелинейность AD5791

На характеристики интегральной нелинейности микросхемы AD5791, хоть и незначительно, но влияют входные токи усилителей, используемых в качестве буферов опорного напряжения. По этой причине были выбраны усилители с низкими входными токами смещения. Ошибка интегральной нелинейности может быть рассчитана с помощью приближенной формулы:

$$INL \approx \frac{0.2 I_{BIAS}}{(V_{REFP} - V_{REFN})^2},$$

в которой

INL – ошибка интегральной нелинейности (ppm);

$I_{BIAS}$  – входной ток смещения (нА);

$V_{REF}$  – опорное напряжение (В).

### Температурный дрейф

Для поддержания малого температурного дрейфа всей системы низкий дрейф должен иметь каждый из выбранных компонентов. Температурный коэффициент AD5791 равен 0.05 ppm FSR/ °C, для LTZ1000 это значение составляет также 0.05 ppm/ °C, а усилители ADA4077 и the AD8675 вносят вклад 0.005 ppm FSR/ °C и 0.01 ppm FSR/ °C, соответственно.

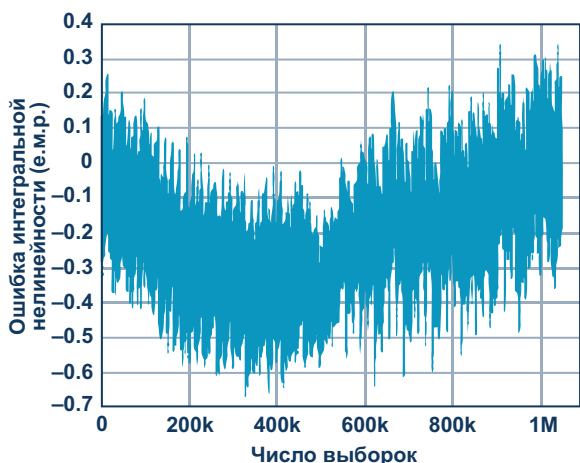
### Долговременный дрейф

Еще один важный параметр, способный оказывать существенное негативное влияние на точность системы – это долговременный дрейф. Долговременная стабильность микросхемы AD5791 в типичном случае будет лучше 0.1 ppm за 1000 часов при 125 °C. С помощью LTZ1000 можно достичь долговременной стабильности порядка 1 мкВ в месяц (Рисунок 4).

### Результаты лабораторных измерений

Ошибка интегральной нелинейности измерялась в лабораторных условиях при комнатной температуре путем изменения кода ЦАП AD5791 от нуля до полной шкалы с шагом приращения кода, равным 5 (Рисунок 5). Напряжение на выходе буфера регистрировалось для каждого кода ЦАП с помощью 8.5-





**Рисунок 5.** Ошибка интегральной нелинейности прецизионного источника напряжения при комнатной температуре.

разрядного цифрового мультиметра. Результаты измерений уверенно находились в пределах  $\pm 1$  е.м.р.

### Шумы

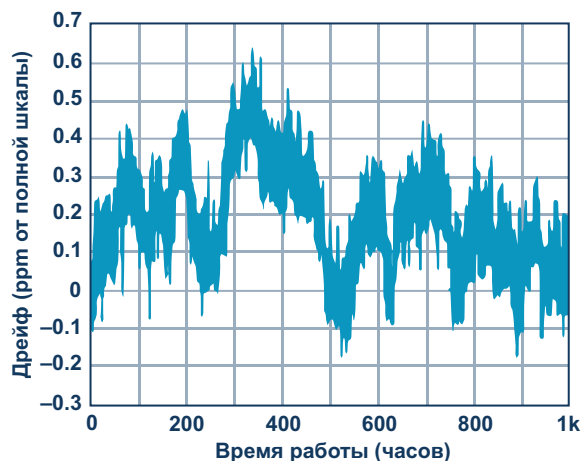
Напряжение шумов, измеренное в середине шкалы, составило 1 мкВ пик-пик, а на полной шкале – 3.7 мкВ пик-пик (Рисунок 6). При выборе кода, соответствующего середине шкалы, уровни шумов, возникающих на путях передачи опорных напряжений, ослабляются ЦАП, чем и объясняется более низкий коэффициент шума для такого кода.

### Долговременный дрейф

Долговременный дрейф схемы измерялся при температуре 25 °С. Записанный в AD5791 код (3/4 шкалы) соответствовал выходному напряжению 5 В, которое измерялось в течение 1000 часов с интервалами 30 минут (Ри-



**Рисунок 6.** Шумы напряжения в полосе от 0.1 Гц до 10 Гц.



**Рисунок 7.** Дрейф выходного напряжения в ppm от диапазона полной шкалы.

сунк 7). Измеренные значения дрейфа были ниже менее 1 ppm FSR.

### Заключение

В дополнение к простоте использования, ЦАП AD5791 обеспечивает гарантированную точность 1 ppm. Однако для полного использования всех прецизионных характеристик AD5791 очень важен правильный выбор компонентов и опорного напряжения. Низкие значения шумов, температурного и долговременного дрейфа, а также высокая точность микросхем LTZ1000, ADA4077, AD8676 и AD8675 позволяют достичь точности, стабильности и воспроизводимости характеристик во времени и температурном диапазоне. **РЛ**



**Рисунок 8.** Оценочная плата EVAL-AD5791SDZ с платой источника опорного напряжения на основе LTZ1000.

### Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5791](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD8675](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD8676](#)
4. [Datasheet Analog Devices ADA4077](#)
5. [Datasheet Analog Devices LTZ1000](#)

# Удивительные различия между процессорными ядрами ARM, которые кажутся одинаковыми

Uwe Knipping

New Electronics

Существует множество причин, по которым процессорные ядра ARM серии Cortex-M стали доминировать на рынке 32-разрядных микроконтроллеров (МК). Из множества представленных на рынке разновидностей процессорных ядер Cortex-M инженеры-разработчики могут выбирать МК с ядром ARM, наиболее подходящим по параметрам производительности, энергопотребления и возможностям обмена данными. И, стандартизируя семейство Cortex-M, OEM производители получают не только общий набор инструкций, но и экосистему библиотек, инструментов и прошивок, с которыми уже знакомы тысячи инженеров и разработчиков встраиваемых систем.



Одним из основных аргументов, выдвигаемых в пользу выбора МК с ядром ARM Cortex-M, является их потенциал переносимости кода: общий набор инструкций Cortex-M и единый стандарт описания ресурсов МК ARM Cortex (Cortex Microcontroller Software Interface Standard, CMSIS) – это важные части усилий компании по акцентированию внимания мира встраиваемых систем на то, что код, разработанный для одного МК с

ядром ARM, может быть легко перенесен на другой без существенной модификации.

В типичном сценарии OEM производитель может захотеть обновить существующий продукт, добавив дополнительные функции, но для этих функций часто требуются новые периферийные устройства, например, контроллер сенсорного интерфейса или ЖК-дисплея, недоступные в имеющемся МК. Это может потребовать перехода к другому МК с ядром ARM Cortex-M3, и поэтому разработчики могут небезосновательно считать, что прошивка и код приложения, запущенные на первом устройстве, несомненно, будут работать и на втором. В конце концов, если оба ядра называются ARM Cortex-M3, почему они должны быть неодинаковыми?

Аналогично, инженер, разработавший систему на ARM Cortex-M0+, знает возможности, характеристики и особенности этого ядра. Этот разработчик вправе предполагать, что в новом проекте можно использовать МК с ядром ARM Cortex-M0+ любого производителя, будучи уверенным, что он имеет точно такие же возможности и особенности.

К сожалению, эти предположения верны не всегда. Обозначение «ARM Cortex-M3» не привязано к уникальной и воспроизводимой аппаратной части; на самом деле, это просто соглашение об именах. Обозначение «ARM Cortex-M3» ARM присваивает набору элементов интеллектуальной собственности, а лицензиаты затем могут конфигурировать эти элементы для использования в каждом производимом ими МК.

Ясно, что количество и степень изменений структуры процессорного ядра, на которые имеет право лицензиат, строго ограничены, и в значительной степени устанавливаются ARM. Как бы то ни было, лучше не думать об ARM Cortex-M3, например, как о едином ядре; скорее, рассматривайте его как платформу элементов интеллектуальной собственности, на которой каждый производитель МК строит свое собственное изделие.

Это означает, что вначале важно понять, как различия в конфигурации ядра могут повлиять на характеристики приложения. По сути, разработчик выбирает не из горстки процессорных ядер ARM Cortex-M, а из сотен комбинаторных вариантов основной конфигурации; в некотором смысле это может быть похоже на сборку структуры из набора. Для разработчиков, сделавших этот выбор, могут быть чрезвычайно полезными советы сертифицированных инженеров ARM, полученные у дистрибьюторов или других поставщиков услуг.

## Удивительные различия

Итак, каковы же некоторые из самых удивительных различий в реализациях ядер последних МК, основанных на Cortex-M?

- **Шина AXI (Advanced eXtensible Interface).**

Ядро Cortex-M7 снабжено шиной AXI для 64-разрядного обмена данными между блоками памяти и процессором. Однако в некоторых версиях Cortex-M7 ресурсы памяти и процессора подключаются через внешнюю шину, а не через AXI.

- **Модуль вычислений с плавающей точкой (FPU).**

Процессорные ядра Cortex-M4 и Cortex-M7 могут иметь или не иметь блок вычислений с плавающей точкой – это решение принимается лицензиатом МК. В ядре Cortex-M7 FPU может быть с одинарной (обычной) или двойной точностью – опять же, этот выбор делает производитель МК.

- **Контроллер пробуждения (Wake-up interrupt controller).**

Это замечательная функция энергосбережения, предоставляемая ARM для всех ядер серии Cortex-M. Она позволяет пробудить ядро из режима глубокого сна, если логический уровень на указанном внешнем выводе МК изменится с низкого на высокий. Контроллер не нуждается в

каких-либо сигналах синхронизации и обычно экономит 99% мощности, потребляемой ядром в нормальном режиме работы. Функция отличная, но в некоторых МК с ядром Cortex-M она может отсутствовать. Производитель может отказаться от этого контроллера и, тем самым, немного сэкономить на размере кристалла и его стоимости, а также на энергопотреблении в нормальном режиме работы. Таким образом, несмотря на то, что контроллер пробуждения входит в набор стандартных опций ядер Cortex-M, пользователь должен потратить время на тщательное изучение технической документации, чтобы убедиться в его наличии у выбранной модели МК.

- **Блок защиты памяти.**

Эта функция позволяет защитить области памяти от перезаписи непривилегированными задачами. Такой модуль может быть реализован в любом ядре серии ARM Cortex-M, за исключением Cortex-M0. Но производитель МК может исключить ее в пользу других функций.

- **Подсистема трассировки Micro Trace Buffer.**

Эта функция ядра ARM Cortex-M0+ помогает разработчику отлаживать приложение в случае серьезной неисправности при прогоне программы. Но производитель МК могут отказаться от нее. Аналогично технология отладки Embedded Trace Macrocell (ETM) в ядре Cortex-M3 обеспечивает полный просмотр данных и адресов во время выполнения, а также высокоскоростной интерфейс для внешнего отладчика. Вместо всего этого в ядре может быть реализован стандартный отладочный интерфейс – Serial Wire Debug или JTAG.

- **Приоритеты прерываний.**

Ядра серий Cortex-M3, M4 и M7 могут иметь от 8 до 256 уровней прерываний; количество поддерживаемых уровней приоритетов прерываний выбирается каждый раз, когда производитель МК разрабатывает новый прибор или его вариант. Таким образом, чрезвычайно сложное приложение с 256 уровнями приоритетов прерываний, работающее на процессоре Cortex-M7, может столкнуться с проблемами при переносе на другой МК Cortex-M7, поддерживающий только 16 уровней.

## Сделайте правильный выбор

Это несколько примеров наиболее важных конфигураций параметров, которые определяют для себя производители МК при разработке каждого прибора. Они показывают, насколько важен правильный выбор ядра Cortex-M, независимо от того, чье семейство МК предпочел разработчик.

Инженеры смогут сэкономить много времени и избежать множества проблем на более поздних этапах конструирования, если в самом начале разработки каждого проекта

тщательно изучат техническую документацию на МК, который они намереваются использовать, и, в особенности, разделы, посвященные процессорному ядру и его функциям.

Несмотря на то, что прошлый опыт работы с ядром серии Cortex-M может служить руководством для будущего использования однотипных ядер, не следует забывать, что между ними могут быть различия. Если с самого начала работы над проектом не принимать эти различия во внимание, можно столкнуться с серьезными проблемами. **РЛ**

## ОКО Архив АВТО GPS/GSM

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

### ОКО Мобайл 3G

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



### ВИДЕОРЕГИСТРАТОРЫ СЕРИИ “ОКО АРХИВ”

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

#### ОКО Архив 4NET

подключение по LAN/internet  
сменный жесткий диск

#### ОКО Архив 4NET LE

подключение по LAN/internet  
встроенный жесткий диск

#### ОКО Архив LITE CF

запись на карту Compact Flash

## ПРОФЕССИОНАЛЬНЫЕ ИНСТРУМЕНТЫ ДЛЯ ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ



“Децима”

Москва, Зеленоград, проезд 4922, дом 4, строение 1

тел: +7 (495) 988 48 58

<http://www.decima.ru>

# История линейного регулятора 78xx — взгляд назад и в будущее

Cabe Atwell

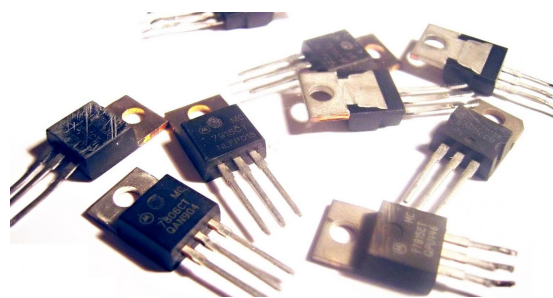
Electronic Design

*Почтенная серия 78xx продолжает движение вперед, но на ее пути появляются конкуренты, предлагаемые несколькими компаниями*

**В**опрос о том, когда именно были разработаны линейные регуляторы серии 78xx, или когда они попали на рынок, до сих пор остается дискуссионным. Кто-то скажет вам, что они произошли от микросхемы линейного регулятора напряжения  $\mu$ A723, разработанной Бобом Видларом (Bob Widlar) для Fairchild Semiconductor еще в 1967 году. Другие связывают эту дату с появлением первых истинно трехвыводных регуляторов LM109/309, разработанных, опять же, Видларом для National Semiconductor в 1969 году. Независимо от того, чье мнение считается правильным, с точки зрения конструкции линейные стабилизаторы напряжения изменились очень мало и надежно служат нам почти 50 лет.

Как и их предшественники, линейные стабилизаторы фиксированных напряжений серии 78xx предназначены для того, что превратить нестабилизированное входное напряжение в точное напряжение, требуемое в схеме. Микросхемы регуляторов напряжения можно найти в бесчисленных электронных устройствах, как на нынешних, так и на прошлых рынках — в персональных компьютерах, DVD-плеерах, спутниках, роботах, и даже в популярных одноплатных компьюте-

рах, подобных Arduino Uno. Несмотря на существование более совершенных интегральных регуляторов напряжения (таких, например, как синхронный понижающий преобразователь Texas Instruments TPS549B22), семейство 78xx все еще не сдает своих позиций благодаря простоте использования и низкой цене.



*Линейные стабилизаторы напряжения серии 78xx. (Фото Silverxxx – Wikipedia).*

В обозначении серии 78xx буквы «xx» заменяют две цифры, соответствующие выходному напряжению. Например, напряжение на выходе знаменитой 7805 равно 5 В, тогда как 7824 поддерживает стабилизированное напряжение 24 В. Микросхемы се-

мейства являются регуляторами положительного напряжения, вырабатывающими напряжение, положительное относительно общей шины земли. Они построены на больших транзисторах, управляющих количеством поступающей на выход мощности, а все неиспользуемое напряжение уходит на нагрев прибора. Если, скажем, входное напряжение равно 9 В, а линейный регулятор рассчитан на 5 В, лишние 4 В превращаются в тепловую энергию, что ограничивает возможности использования этих приборов.

Среди всех микросхем этой серии, самая высоковольтная из которых имеет обозначение 7824, наиболее популярна 7805, выпускаемая в корпусах ТО-220, ТО-92 и ТО-3. Она широко используется для питания схем транзисторно-транзисторной логики, аналоговых усилителей, микроконтроллеров и одноплатных компьютеров. 78xx дополняется серией 79xx стабилизаторов отрицательных напряжений (7905 стабилизирует напряжение –5 В). Микросхемы серии 79xx находят применение в конструкциях источников питания АТХ, а обе серии вместе – для питания одной схемы положительным и отрицательным током.

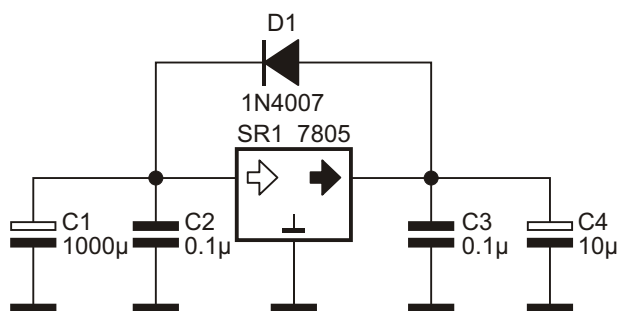


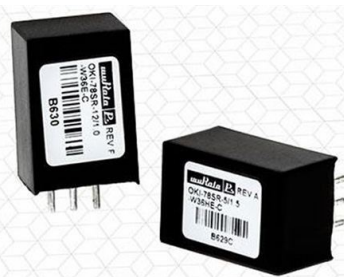
Схема включения микросхемы стабилизатора 7805.

У микросхем семейства 78xx есть свои преимущества, и свои недостатки. Основными преимуществами являются отсутствие необходимости в дополнительных компонентах для регулирования напряжения и наличие встроенной защиты от бросков напряжения и коротких замыканий. Основным недостатком заключается в том, что использовать микросхему без теплоотвода можно лишь до тех пор, пока входное напряжение превышает выходное не более чем на 2 В, что делает регуляторы непригодными для некоторых устройств или проектов.

По прошествии почти 50 лет возникает вопрос: что ждет микросхему 7805 впереди, и есть ли прямой преемник, чтобы занять ее

место? Как правило, микросхемы регуляторов напряжения, как и другие технологии, регулярно совершенствуются, и то же самое можно сказать о 7805 и остальной части семейства 78xx. Такие компании, как Dimension Engineering, Recom и уже упоминавшаяся Texas Instruments, среди множества других, предлагают замечательные альтернативы с дополнительными возможностями.

Так, например, Murata Manufacturing недавно выпустила серию трехвыводных неизолированных DC/DC преобразователей OKI-78SR-E, которые компания охарактеризовала как высокоэффективную прямую замену серии 78xx. Три модуля этой серии предназначены для стабилизации выходных напряжений 3.3 В, 5 В и 12 В при максимальных токах нагрузки 1.5 А, 1.5 А и 1 А, соответственно.



Линейка DC/DC преобразователей фирмы Murata, разработанных для замены устаревающих 7805.

По утверждению компании, новейшие технологии сборки приборов серии OKI-78SR-E позволили создать лучший в отрасли модуль питания, устанавливаемый на печатную плату. Он подходит для широкого диапазона приложений – от высоконадежного сетевого и телекоммуникационного оборудования до средств железнодорожной сигнализации и связи, систем управления освещением и компьютеров.

Хотя характеристики альтернатив серии 78xx, предлагаемых Murata и другими компаниями, и превосходны, по доступности они не могут даже приблизиться к 78xx (цены на DC/DC преобразователи Murata начинаются от \$2.69). Так что старые, проверенные, надежные, практически ничего не стоящие регуляторы, которые окружали нас на протяжении половины столетия, скорее всего, останутся с нами еще не один десяток лет. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM7800](#)
2. [Datasheet Murata OKI-78SR-E](#)

# К 100-летию корпорации Panasonic. Путь Коносукэ Мацусита

## Часть 2

*Окончание. Начало в номере 03-2018*

*Юрий Петропавловский*

**В**ажный этап в развитии компании был связан с выпуском совершенно нового продукта – радиоприемника. Радиовещание в Японии началось в 1925 году, а уже к 1930 году число подписчиков на радиопередачи достигло 700,000. Радиоприемники того времени часто выходили из строя, в чем на собственном опыте убедился Коносукэ, – его приемник сломался во время передачи. Это обстоятельство натолкнуло его на мысль создать радио, «которое не сломается».



*Рисунок 11. Радиоприемник R-31.*

В августе 1930 года Коносукэ учредил совместное предприятие с производителем радиоприемников Kokudo Electric Co, которое сразу приступило к производству. Однако вскоре предприятие оказалось заваленным возвращенными приемниками. Как выяснил Коносукэ, в больших магазинах персонал еще мог устранять несложные неполадки, а мелкие розничные торговцы просто возвращали обратно все проблемные аппараты. Тогда Коносукэ поручил Тетсуджиро Накао разработать надежный и простой радиоприемник для массового потребителя, который могли бы обслуживать простые электрики. Через три месяца напряженной работы в 1931 году такой радиоприемник на трех лампах под названием R-31 (Рисунок 11) был запущен в производство.

В 1933 году компания открыла головной офис и завод в городе Кадома (префектура Осака). В том же году Коносукэ впервые в Японии разработал и создал систему автономно управляемых подразделений компании. Первое подразделение занималось радиоприемниками, второе – радиолампами и батареями питания, третье – электрическими приборами, синтетическими материалами и электронагревательными приборами. Каждое подразделение полностью отвечало за





**Рисунок 12.** Первый трехфазный двигатель переменного тока.

управление производством и офисами, продажи готовых изделий и получение прибыли.

Летом 1933 года в компании было создано подразделение по разработке и производству электродвигателей. Коносуке считал, что в будущем в каждом домохозяйстве будет использоваться не меньше десяти электродвигателей, поэтому это направление деятельности компании было весьма важным. В 1934 году компания выпустила первый трехфазный двигатель переменного тока мощностью  $\frac{1}{2}$  лошадиной силы (Рисунок 12), в 1936 году выпущен первый бытовой электровентилятор (Рисунок 13), а в 1938 году учреждена компания Matsushita Electric Motor Company.



**Рисунок 13.** Первый бытовой электровентилятор.

В 1930-е годы были также учреждены компании по производству сухих батарей и ламп накаливания, в 1935 году создана торговая компания Matsushita Electric Trading Co.

(MET), занимавшаяся экспортом продукции по всей Юго-Восточной Азии, а также импортом сырья. К 1935 году численность персонала компании составила 3500 человек, годового оборот достиг 12 миллионов фунтов стерлингов, а ассортимент продуктов превысил 600 наименований. В декабре компания была переименована в корпорацию Matsushita Electric Industrial Co. (MEI), в которую входили девять дочерних и четыре ассоциированных компаний.

В 1935 году профессор Кэндзио Такаянаги создал функционирующий иконоскоп с 12-дюймовым экраном. Под впечатлением этого события Коносуке решил создать в компании подразделение по разработке телевизионных приемников и отправил на обучение к Такаянаги своих инженеров. Первый экспериментальный образец телевизора компании был готов в 1935 году (Рисунок 14), а в 1939 году телевизор Matsushita Electric успешно прошел тестовые испытания по приему ТВ сигналов Токийского вещательного центра. Массовому внедрению телевидения помешала Вторая мировая война. По распоряжению военных властей компания была вынуждена заняться несвойственными ей направлениями деятельности, например, судостроением и самолетостроением, в чем она, однако, особо не преуспела.



**Рисунок 14.** Экспериментальный телевизор компании.

За время бомбардировок Японии союзниками Matsushita Electric потеряла 32 заводских и офисных помещений в Токио и Осаке,

а заводы и торговые предприятия в других странах были конфискованы. На следующий день после безоговорочной капитуляции Японии 15 августа 1945 года Коносуке созвал руководство компании и изложил свои планы по восстановлению производства потребительских товаров. Однако сделать это не позволили непредвиденно возникшие трудности.

После поражения в войне Япония лишилась суверенитета, была оккупирована союзниками в период 1945-1952 годов, и на практике подчинялась Верховному Командующему Союзных держав (SCAP, Дуглас Макартур в 1945-1951 годы, Мэтью Риджуэй до 1952 г.). В области экономики оккупационные власти начали проводить политику развала дзайбацу – семейных промышленно-финансовых кланов, существовавших в Японии на протяжении многих поколений. На промышленных предприятиях создавались профсоюзы, а старое руководство подвергалось чисткам. Хотя Matsushita Electric была независимой компанией и формально не являлась дзайбацу, все же попала под «санкции» против дзайбацу ставки Верховного Командующего. В отношении компании было принято семь директив, предусматривающих, в том числе, отстранение от управления Коносуке Мацуситу и раздробление компании.

Добиваясь справедливости, Коносуке посетил офис Макартура более пятидесяти раз, а его исполнительный директор Аратаро



**Рисунок 15.** Коносуке Мацусита в саду института РНР в Кобе (1964 г.).

Такахаси – более ста раз. Профсоюзы, созданные в январе 1946 года, розничные магазины и филиалы обратились к оккупационным властям с беспрецедентным числом петиций в поддержку Коносуке. В результате в 1947 году запреты в отношении Коносуке и его директоров были сняты (принадлежность к дзайбацу и другие ограничения были сняты в 1950 году).



**Рисунок 16.** Стиральная машина National MW-101.

В конце 1946 года Коносуке создал организацию под названием институт РНР (Peace and Happiness through Prosperity – мир и счастье через процветание), а в 1947 году вышел первый номер журнала РНР. Философская цель института состояла в создании гармоничного общества, обладающего не только материальными, но и духовными богатствами. И созданный институт должен был проводить исследования в этих направлениях, результаты которых публиковались в журнале РНР (Рисунок 15). Бизнес компании реально начал восстанавливаться только в 1951 году, а первым новым послевоенным продуктом стала стиральная машина National MW-101 (Рисунок 16), идея производства которой возникла у Коносуке после поездок в США и Европу. В 1952 году Коносуке заключил важнейшее соглашение о сотрудничестве с компанией Philips, что привело к созданию совместного предприятия – корпорации Matsushita Electronics Corporation (МЕС) и закладке нового завода в городе Такацуки в префектуре Осака. Завод МЕС Takatsuki Plant был введен в строй в 1956 году. На Рисунке 17 Коносуке Мацусита показывает новый завод правительственной делегации во главе с Императором Японии Хирохито и Императрицей-Консортом Кодзюн (ноябрь 1956 г.).



**Рисунок 17.** Открытие завода MEC Takatsuki Plant в 1956 г.

Еще до полномасштабного внедрения телевизионного вещания в Японии в 1953 году в корпорации был разработан черно-белый телевизор 17K-731 под торговой маркой Matsushita с 17-дюймовым прямоугольным экраном (Рисунок 18). В начале 1951 года в корпорации была создана финансовая компания по реализации проекта коммерческого радиовещания, начавшегося в сентябре, а уже к августу 1952 года более 10 миллионов человек подписались на получение трансляций. Телепередачи общенациональной корпорации NHK Токио стартовали в феврале 1953 года, коммерческие телекомпании последовали этому примеру в августе, а



**Рисунок 18.** Телевизор 17K-731.

Matsushita Electric приступила к реализации рекламной компании по продвижению своих телевизоров, для чего были задействованы специальные автобусы National Television car с телевизионным оборудованием, колесившие по всей стране и рекламирующие телевизоры и другие технологические новинки корпорации Matsushita Electric в действии (Рисунок 19).



**Рисунок 19.** Автобус National Television car, рекламирующий товары Matsushita.

Прерванные войной НИОКР были возобновлены в 1950 году, а в 1953 году была создана Центральная Научно-исследовательская лаборатория CRL (Central Research Laboratory), нацеленная на технологические разработки для всех входящих в корпорацию



**Рисунок 20.** Холодильник National NR-351.



**Рисунок 21.** Ассортимент бытовой техники и электроники, выпускаемой в 1950-е годы.

компаний и подразделений. CRL также проводила исследования и разработки по оборудованию и технологиям для автоматизации производственных процессов, а специальный отдел лаборатории занимался вопросами обучения инженерного персонала навыкам проектирования новых продуктов. В 1950-е годы в CRL был разработан целый ряд инновационных продуктов, впоследствии запущенных в производство, в том числе первый холодильник National NR-351 большой емкости с компрессором закрытого типа (Рисунок 20), первый 5-ламповый компактный радиоприемник для экспорта National RS-54, четырехламповый портативный радиоприемник National RL-420 для рынка США. На Рисунке 21 показан ассортимент бытовой техники и электроники корпорации, выпускаемой в 1950-е годы.

В 1960-е годы корпорация начала оказывать техническую помощь зарубежным странам и строительство заводов за рубежом с целью расширить свои возможности в глобальном масштабе. В 1961 году создана Национальная тайская компания NTC по производству сухих батарей в Таиланде, в 1962 году создана компания Matsushita Electric (Taiwan) по производству радиоаппаратуры и бытовой техники на Тайване. К 1967 году корпорация

Matsushita Electric имела заводы в Мексике, Пуэрто-Рико, Коста-Рике, Перу, Танзании, Малайзии, Филиппинах и Австралии.

В январе 1961 года Коносуке объявил о своем уходе с поста президента корпорации и назначении на этот пост Масахару Мацусита (по рождению Масахару Хирата, 1912-2012 гг.) – мужа своей единственной дочери Сачико (Sachiko Matsushita). Сам Коносуке оставил за собой пост председателя совета директоров корпорации. Масахару Мацусита был президентом корпорации на протяжении 16 лет, с его именем связывают превращение Panasonic в глобальную транснациональную корпорацию. В начале 1960-х годов статьи о Коносуке опубликовали всемирно известные издания, в том числе журналы Life и Time (Рисунок 22), газета Нью-Йорк Таймс.



**Рисунок 22.** Обложка журнал Time за февраль 1962 года.

После ухода с поста президента корпорации Коносуке стал постепенно отходить от оперативного управления компанией, сосредоточившись на стратегических направлениях деятельности. В 1965 году по его настоянию вводится пятидневная рабочая неделя на всех предприятиях корпорации и ставится задача повысить среднюю зарплату персонала до уровня выше европейской в течении пяти лет. В том же году правительство Японии награждает Коносуке Орденом Восходящего Солнца, орденами Золотой и Серебряной Звезды.

В 1973 году на собрании по поводу 55-летия корпорации Коносуке объявил о своем



**Рисунок 23.** Первый видеомэагнитофон National NV-8800.

уходе с поста председателя, назначив на свое место Аратаро Такахаси; сам он занял должность исполнительного советника. С этого момента все оперативное управление корпорацией было возложено на Масэхару Мацусита и Аратаро Такахаси. Тем не менее, авторитет Коносукэ оказывал влияние не только на действия руководства Matsushita Electric, но и на многие мировые процессы, происходящие в мире электроники и промышленности. Например, в известной «войне форматов» 1970-х годов перевес формата VHS над ВЕТАМАХ был определен именно поддержкой Коносукэ, давшего указание освоить в производстве видеомэагнитофон VHS. Первой моделью видеомэагнитофона стал National NV-8800 (Рисунок 23), выпущенный в 1977 году.



**Рисунок 24.** Коносукэ Мацусита (слева) и Дэн Сяопин во время посещения телевизионного отдела корпорации в городе Ибараки в 1978 г.

В 1980-е годы Коносукэ пишет книги, учреждает различные фонды, становится почетным доктором наук различных универ-

ситетов, получает высшие награды японского правительства и других стран, а также совершает несколько зарубежных визитов, например в КНР в 1980 году, где встречается с Дэн Сяопином. Это была не первая их встреча (Рисунок 24). Во время их встречи Дэн Сяопин спросил: «Мистер Мацусита, вас называют богом управления в Японии. Не могли бы вы помочь нам продвинуть модернизацию Китая?». Коносукэ незамедлительно ответил: «Мы сделаем все возможное, чтобы внести свой вклад в модернизацию Китая». И это не были просто слова любезности, результаты деятельности корпорации Panasonic в Китае ощущаются во всем мире.



**Рисунок 25.** Коносукэ с внуком.

27 апреля 1989 года Коносукэ Мацусита скончался от пневмонии. Он не принадлежал к финансовым и промышленным кланам Японии, сделал себя сам; его семью также нельзя назвать кланом. Фотография на Рисунке 25 запечатлела Коносукэ с единственным внуком (1964 г). **РЛ**

### Литература:

1. Konosuke Matsushita "Not for Bread Alone" («Не хлебом единым»), A Business Ethos, A Matsushita Ethic, PHP Institute, Inc, Kyoto, Tokyo, Japan 1984
2. Коносукэ Мацусита «Принципы успеха», Альпина Бизнес Бук, Москва, 2008
3. <https://www.panasonic.com/global/corporate/history/chronicle.html>

## В следующем году публике представят исходный код Apple Lisa 1983 года

Seung Lee, *The Mercury News*

Phys.org

До появления iPhone, iMac или Macintosh у Apple был компьютер Lisa.

Проект компьютера Lisa, получившего название по первым буквам слов Local Integrated Software Architecture (Локальная Интегрированная Программная Архитектура), но также и по имени старшей дочери Стива Джобса, оказался провальным, когда он был выпущен в 1983 году, из-за астрономической цены 10,000 долларов США, а с поправкой на инфляцию – 24,700 долларов. Однако в грандиозной схеме истории Apple программное обеспечение компьютера Lisa заложило основы того, что должно было стать операционной системой macOS.

Однажды в следующем году, благодаря Музею компьютерной истории в Маунтин-Вью, поклонники Apple смогут вернуться назад к первым дням компании, когда Apple еще находилась в Купертино и управлялась Джобсом и Стивом Возняком.

Куратор программного раздела музея Аль Коссоу (Al Kossow) в публичной почтовой рассылке объявил, что исходный код для компьютера Lisa был восстановлен, и теперь проверяется Apple. Как только Apple очистит код, музей планирует представить его публике в блоге, объясняющем историческое значение кода.



Apple Lisa с установленным наверху жестким диском ProFile. (Фото: Stahlkocher/GNU Free Documentation License).

Однако, по словам Коссоу, доступны будут не все части исходного кода.

«Единственное, что, вероятно, мы не увидим в открытом доступе – это Словарь американского наследия – приложение для проверки орфографии в LisaWrite», – сказал он.

Lisa был первым компьютером с графическим интерфейсом пользователя, ориентированным на бизнес, – отсюда и его высокая цена. Компьютер Lisa, оснащенный процессором со скоростью 5 МГц и ОЗУ 1 МБ, дал пользователям прорывную технологию управления файлами с помощью компьютерной мыши.

На разработку Lisa Apple потратила 150 миллионов долларов, преподнося его в рекламных роликах с актером Кевином Костнером как устройство, которое изменит наше представление о компьютерах. Однако в 1983 году Apple удалось продать лишь 10,000 компьютеров Lisa, что заставило ее изменить курс в сторону создания более компактного и намного более дешевого преемника – Macintosh, который и был выпущен в следующем году.

«Lisa был обречен, потому что, в сущности, это был прототип – переоцененный, недостаточно мощный, сделанный на скорую руку убогий Mac, – рассказывал в 2010 году автор и технический журналист Леандер Кахни (Leander Kahney) журналу Wired. – Lisa научил команду Mac пониманию того, что для Mac они должны были сформулировать четкую цель».

По мнению Wired, Lisa запустил еще одну цепочку событий, определивших историю Apple. Джобс был немедленно выведен из группы разработчиков Lisa генеральным директором Джоном Скалли (John Sculley), и присоединился к команде Macintosh. Давление Скалли на Джобса, в конечном счете, привело к уходу Джобса из Apple в 1985 году.

Джобс вернулся в компанию только в 1997 году. **РЛ**

# Простой непростой частотомер



*Бабанин В., Красноярский край*

**Т**ехнические решения, положенные в основу разработки, сами по себе практически не используются современной электроникой. Одно видится неочевидным, другое считается устаревшим. Еще одно вообще выглядит как рационализаторское предложение из 70-х годов прошлого века. Удивительно, что аппаратная проверка этих схемотехнических решений на применимость сформировала то, что, в конце концов, оказалось частотомером, причем именно они обеспечили хорошие параметры прибора при низкой стоимости. Приведенный ниже материал нельзя считать техническим описанием законченной конструкции, пригодной для повторения, из-за отсутствия некоторых узлов и конструктивной проработки. Вместе с тем все, оставленное на суд читателя, работоспособно и прошло длительную проверку.

Для бюджетного частотомера, чтобы он считался измерительным прибором, требуется повышенная стабильность временной базы, обеспечиваемая специальным кварцевым генератором, стоимость которого в десятки раз выше изделий «ширпотреба». В нем приняты меры по компенсации температурного ухода частоты резонатора. Обычный кварц, тактирующий микроконтроллер, не может обеспечить сколько-нибудь приемлемой точности измерения частоты выше 30 МГц. Девиация показаний при изменении температуры окружающей среды на 10-20 °С достигает единиц килогерц, что ограничивает шкалу простых частотомеров шестью разрядами. Для повышения точности необходимо

термостатировать кварцевый резонатор, что влечет за собой увеличение стоимости прибора. Разорвать «порочный» круг можно простым способом локальной стабилизации температуры [1].

Алгоритм, описанный в статье [1], оказался не очень подходящим для работы в составе частотомера, и его пришлось менять. Дело в том, что при работе с частотами, близкими к верхнему пределу, у микроконтроллера нет времени на аналого-цифровое преобразование датчика ( $U_{BE}$ ), кроме как в паузе между измерениями. Время включенного состояния транзистора не может, таким образом, быть менее 1 секунды и «проскок» температуры за установленный порог становится неприемлемо большим. Эта проблема решается применением алгоритма Брезенхема [2] для регулировки мощности в термостате. Теперь при включении установление стабильных показаний занимает около 10 минут, а входная частота 30 МГц индицируется с изменением  $\pm 1$  ед. счета ( $\pm 1$  Гц). О методике испытаний в отсутствие эталона частоты будет рассказано позже.

Несколько слов о конструктивном исполнении. На макетной плате горизонтально, стороной кристалла вверх (расколите один ТО-92S, чтобы увидеть устройство), монтировался транзистор 2SC4115S. Сверху он прижимался кварцевым резонатором HC-49U так, чтобы транзистор располагался посередине корпуса. Принимались меры для улучшения теплового контакта и снижения потерь, где это необходимо. Конденсаторы



емкости нагрузки припаяны к выводам на обратной стороне. Сверху кварц и транзистор закрыты кусочком поролона 20 × 10 × 10 мм, в котором под корпус резонатора обжигалкой проделано углубление. Тонкий поролон приклеен с обратной стороны платы. Резистор, задающий ток базы, расположен в термостабильной зоне. В установившемся режиме стабилизации изменение напряжения база-эмиттер ( $U_{BE}$ ) включенного транзистора (режим нагрева) составляет 1 ед. счета (~1 мВ), что гарантирует поддержание температуры резонатора с точностью не хуже  $\pm 0.25$  °С.

Небольшое пояснение. Как видно, программа частотомера очень небольшая по размеру. Служебные функции можно ввести, не трогая основных. При настройке посмотреть реальное значение  $U_{BE}$  (и вычислить температуру термостата) не составляет труда. В исходном тексте для этого оставлены закоментированные строки (функция **HND**).

Самый простой способ. Включить прибор «на холодную», запомнить первое значение, дождаться стабильных показаний (они уменьшаются) и вычесть второе из первого. Разделить разность на 2.2 (мВ/°С). Получится разность температур с ошибкой около

+7%. Требуется помнить, что из-за наличия резистора R2, регулировка происходит в узком диапазоне, а резистор R3 должен быть подобран по методике [1].

Возможность программного управления с высокой точностью температурой кварцевого резонатора и ее надежная стабилизация позволяют использовать тонкую «температурную подстройку». Обычный дешевый безымянный кварц при изменении температуры от 50 °С до 65 °С показал перестройку частоты около -40 ppm. Как пользоваться новыми возможностями, еще предстоит осмыслить, но подстроечным конденсаторам и варикапам в цепи кварца есть альтернатива.

Все недорогие частотомеры построены на микроконтроллерах (МК), большинство из которых имеет ограничения на частоту входного сигнала, и она всегда должна быть меньше тактовой. О редких исключениях из этого правила упоминать не будем. В общем случае измеряемую частоту приходится делить внешним счетчиком (BC), если она соизмерима с тактовой частотой или больше ее. В данной реализации предварительный делитель используется совместно с методом досчета. Суть его в том, что по завершении «окна сче-

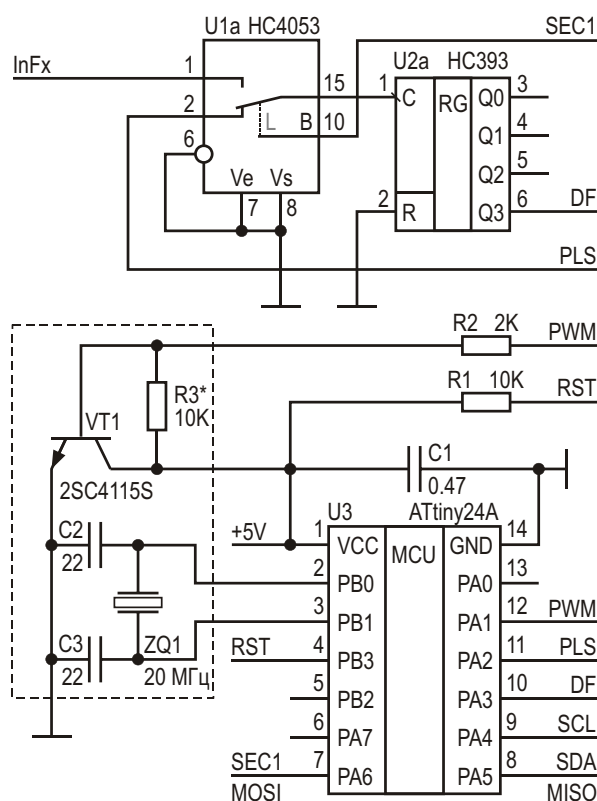


Рисунок 1.

та» состояние ВС можно определить, подавая на его вход счетные импульсы. Их количество подсчитывается МК до момента обнуления предделителя, а программный счетчик переполнений корректируется. Никакими особенными преимуществами перед традиционными данный метод не обладает, разве что требуется меньше портов МК для сопряжения с ВС. Однако использовавшие его частотомеры отличались повышенной сложностью входных цепей [3], что способствовало утрате к нему интереса разработчиков. Но, похоже, напрасно. В данном случае появляется возможность применять предварительные счетчики любой разрядности и без выходов промежуточных разрядов.

### Принципиальная схема

Принципиальная схема приведена на Рисунке 1. Основные узлы частотомера: коммутатор (U1a), предварительный делитель на 4-разрядном двоичном счетчике (U2a), микроконтроллер ATtiny24A, узел термостата и ЖКИ МТ-10Т11 (на схеме не показан). Никаких особенностей схема не имеет, кроме того, что подтягивающие резисторы шины I<sup>2</sup>C (1 кОм) размещены на плате индикатора, и здесь не изображены. Сделано это для того, чтобы сохранить возможность применения любого индикатора с последовательным интерфейсом на 8 и более разрядов [4,5,6]. Неиспользуемые элементы аналогового коммутатора и счетчика предоставляют простор для дальнейшей модернизации. Элементарно построение двухканального частотомера без дополнительных затрат.

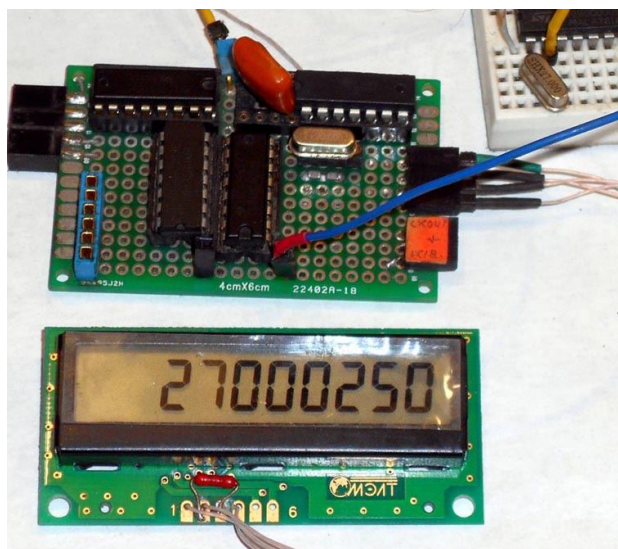


Рисунок 2.

Вообще то, что приведенная схема оказалась работоспособной и стабильной при работе с частотами выше 60 МГц, вызывает удивление. Просто внутренние цепи кристалла аналогового коммутатора 4053 имеют емкость около 10 пф, что на частоте 100 МГц соответствует сопротивлению 160 Ом! Как минимум, два порта практически соединены с источником входного ВЧ сигнала и МК, похоже, сохраняет точность аналого-цифрового преобразования и не сбивается при обработке прерываний, следующих через 25 мкс. Это невозможно, но это работает даже на макете с проводным монтажом.

### Особенности программного обеспечения

Таймер TC1 настраивается на работу в режимах CTC и генерирует «окно счета» длительностью 1 с на выходе OC1A (SEC1). Такой выбор позволяет организовать (псевдо) аппаратное формирование нарастающего и спадающего фронтов, положение которых во времени жестко привязано к системной частоте. В качестве опорного может применяться любой кварц. Настоятельно рекомендуем использовать как можно более высокочастотные.

Если используется кварц, отличающийся от указанного на схеме, нужно изменить две константы в программе. Частоту в Гц требуется разделить на 512, записать в шестнадцатеричной системе и присвоить значение константам **Dbase**, **Dadd**. При настройке «временных ворот» (1 с) следует подбирать значение **Dadd**. Здесь имеется ввиду то обстоятельство, что точная частота генерации конкретного кварца нам неизвестна, тем более, что она еще сдвинута от среднего значения работой при повышенной температуре в термостате.

Программа температурной стабилизации использует только 8 младших разрядов кода аналого-цифрового преобразования U<sub>BE</sub> транзистора-нагревателя. Поскольку зависимость U<sub>BE</sub> от тока коллектора и температуры кристалла не нормируется производителями, транзистор для датчика-нагревателя следует выбирать по минимальному U<sub>BE</sub> на рабочем токе (120-130 мА) и максимальному усилению тока. Для справки: 2SC4115S (T = 25 °C, I<sub>C</sub> = 1 мА, U<sub>BE</sub> = 607 мВ), применяемый в термостате, имеет U<sub>BE</sub> = 531 мВ при токе коллектора 120 мА и температуре кристалла +60 °C.

Конечно, можно использовать двухбайтное значение и не экономить программную память МК, но это дело второе. Исходный код написан на ассемблере и очень компактен при компиляции.

## Практические результаты

Макет частотомера (Рисунок 2) строился на микросхемах CD74HC393E, CD74HC4053E и без замечаний работает на частоте 70 МГц. Также испытывался счетчик LV393, но с ним выше 125 МГц проверка не проводилась. Программный предел для входной частоты – 150-160 МГц. Замена серии HC на LV в коммутаторе ощутимого улучшения характеристик не выявила, разве что на частоте 125 МГц субъективно на несколько единиц счета уменьшилась разница между минимальным и максимальным показаниями.

Поскольку источник эталонной частоты отсутствовал, настройка и проверка характеристик частотомера проводилась с набором серийных кварцевых генераторов, на технические параметры которых однозначно указывала маркировка. Таких оказалось четыре: 5, 30, 70, 100 МГц (частоты округлены). Вначале под каждый кварц подбирались значения константы **Dadd**, чтобы показания частотомера соответствовали маркировке. В дальнейшей работе использовалось среднее значение **Dadd**, и все кварцы уложились в допустимое паспортное отклонение от центральной частоты (не более  $\pm 100$  ppm). Наиболее близкими к среднему оказались настройки под кварц 70 МГц, который был принят за эталон. Далее каждый кварц термостатировался и фиксировалось максимальное отклонение показаний. После этого этапа работы с кварцами 5 и 30 МГц прекратились, потому что ошибка лежала в пределах  $\pm 1$  ед.счета в течение достаточно длительного времени. Частота 100 МГц отображалась с максимальной ошибкой  $\pm 5$  ед.

## Специальное замечание

После завершения испытаний кварцевый резонатор МК был заменен на новый при переделке макета. Повторить проверку не удалось, стабильность не отвечала ожидани-

ям. Секрет заключался в термотренировке элементов, на которую потребовалось несколько дней.

Разрешающая способность частотомера проверялась изменением в небольших пределах температуры термостата с кварцем, принятым за эталон. Однозначно фиксировалось изменение частоты при изменении температуры на градус. Получилось среднее значение в районе 2-3 ppm/°C. В целом разрешающая способность близка к аппаратной ошибке  $\pm 2/5$  Гц на частотах 70/100 МГц.

Частотомер обеспечивает измерение частоты сигналов с логическими уровнями на частотах от 0 до 70/100 МГц с точностью  $\pm 2/5$  Гц. Работоспособность сохраняется до частоты 125 МГц.

Напряжение питания +5 В. Ток потребления (средний/макс.) – 55/130 мА.

## Примечание

Состояния Fuse Bytes МК приведены в заголовке исходного кода. Включается режим с внешним высокочастотным кварцем и выключается делитель на 8. Остальное – по умолчанию. **PL**

## Ссылки

1. Бабанин В. [Термостатирование элементов микроконтроллерных устройств](#)
2. Леонид Ридико. Алгоритм Брезенхема в тиристорных регуляторах мощности, Схемотехника, 2000, №2
3. [Частотомер с использованием метода досчета](#)
4. Бабанин В. [Простые двухпроводные интерфейсы в микроконтроллерных устройствах](#)
5. [Универсальная двухпроводная схема подключения ЖКИ с матрицей кнопок и звуковым каналом](#)
6. [Новые возможности последовательных интерфейсов ЖКИ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ROHM 2SC4115S](#)
2. [Datasheet Microchip ATtiny24A](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD74HC393E](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74LV393](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD74HC4053E](#)
6. [Datasheet МЭЛТ МТ-10Т11](#)

## Загрузки

[Исходный код программы частотомера](#)



# Двуполярный стабилизатор на ОУ и мощных полевых транзисторах с токовой защитой



## Часть 1

Алексей Кузьминов, Москва

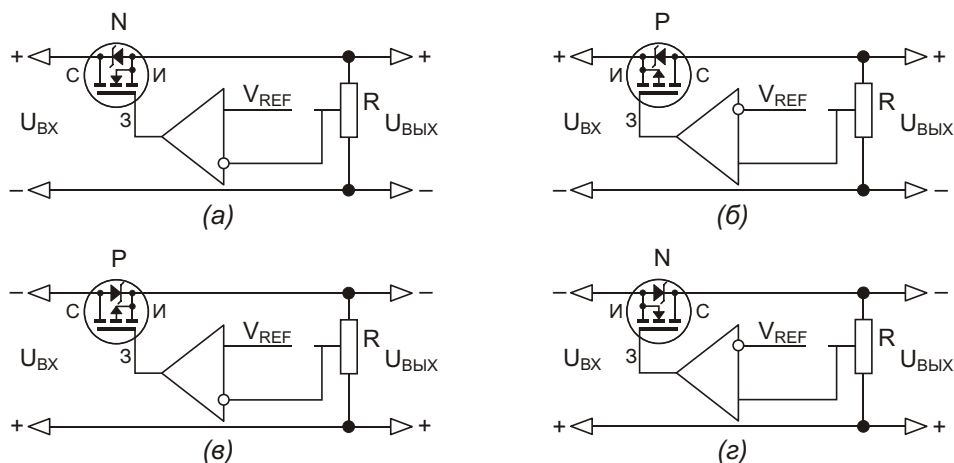
*В статье приведены принципиальные схемы, разводка плат и фотографии двуполярного стабилизатора напряжений  $\pm 14$  В с максимальным током 9.5 А на базе ОУ МС34072/МС33072 и мощных n-канальных полевых транзисторов IRF3205/IRF1405 с защитой по току, а также конструкция источника питания на их основе. Использование для питания ОУ помимо входного напряжения одного стабилизатора, еще и входного напряжения другого, то есть суммы двух входных напряжений, и стабилизация полученного напряжения простейшими микросхемами стабилизаторов 78L24/79L24, позволили кардинально снизить размах пульсаций выходного напряжения стабилизаторов до значений менее 0.5 мВ при токе 9.5 А. А простота схем, применение компонентов для поверхностного монтажа и ОУ в сверхминиатюрном корпусе привели к несложной разводке и, как результат, – к миниатюризации платы устройства, имеющей размер всего 16×40 мм.*

## Введение

Применение в стабилизаторах напряжения мощных полевых транзисторов, несмотря на их неоспоримые преимущества – ультранизкое сопротивление открытого канала (единицы миллиом), позволяющее получить сверхмалое падение напряжения между входным и выходным напряжением (десятые доли вольта), большие токи (сотни ампер), низкая стоимость (особенно n-канальных транзисторов), – как известно, сопряжено с решением одной проблемы, связанной с высоким пороговым напряжением (2 – 5 В), которое требуется подать на затвор, чтобы открыть транзистор. Если, например, в стабилизаторе положительного напряжения на n-канальном транзисторе входное напряжение подается на сток, выходное снимается с

истока, а затвором управляет ОУ, то при малом падении напряжения стабилизатора (между истоком и стоком транзистора) ОУ должен подать на затвор напряжение на 2 – 5 В выше истока, а значит и выше стока, то есть выше входного напряжения. Но где его взять, если кроме входного другого напряжения нет? К каким только ухищрениям не прибегают, чтобы получить напряжение выше входного: используют дополнительную обмотку трансформатора и выпрямитель на ее основе, различные схемы повышения входного напряжения, основанные на умножителях напряжения, а в некоторые современные микросхемы стабилизаторов даже встраивают DC/DC преобразователи.

Применяют и другие схемные решения. Например, в стабилизаторе положительного напряжения может быть использован «пере-



**Рисунок 1.** Упрощенные схемы стабилизаторов положительного (а, б) и отрицательного (в, г) напряжений.

вернутый» р-канальный транзистор: входное напряжение подают на исток, выходное снимают со стока, и в этом случае для открытия транзистора ОУ должен подать на затвор напряжение не выше входного, а ниже на те же 2 – 5 В. При питании входным напряжением ОУ с этим справляется легко, однако при малых токах, или вообще при нулевых (при отсутствии нагрузки), когда требуется существенно прикрыть (или вообще закрыть транзистор), а значит, подать на его затвор напряжение, равное напряжению истока, то есть входному напряжению (или даже немного выше), ОУ с этим справиться уже не может, поскольку его выходное напряжение всегда ниже напряжения питания на 1 – 1.5 В. Другими словами, для идеальной работы ОУ в таких схемах напряжение его питания опять должно быть выше входного. Эта проблема частично снимается применением rail-to-rail ОУ, транзисторов с очень высоким порогом открытия (до 5.5 В), подключением к выходу стабилизатора дополнительных резисторов (чтобы не закрывать транзистор до конца). Но даже в этом случае при сравнительно больших токах, когда входное напряжение существенно падает, в ОУ возникает паразитная генерация в несколько килогерц, избавиться от которой довольно трудно.

Если же требуется двуполярный стабилизатор, то используют вышеупомянутые схемы с их недостатками.

Автор задался вопросом: а нельзя ли в двуполярном стабилизаторе использовать для питания ОУ, помимо входного напряже-

ния стабилизатора, еще и входное напряжение другого стабилизатора, а в другом – входное первого? Как показал результат такого эксперимента, оказывается, можно. Мало того, автор получил такой низкий уровень размаха пульсаций выходного напряжения стабилизаторов при больших токах, какого даже не ожидал.

Дальнейшее изложение будет построено следующим образом. Вначале будут приведены известные упрощенные схемы стабилизаторов на ОУ и полевых транзисторах, затем уже принципиальные схемы на них основанные, далее будет дана разводка плат стабилизаторов, их фотографии и конструкция источника питания (ИП) на базе двуполярного стабилизатора. После этого будут приведены результаты испытаний стабилизаторов и, в частности, осциллограммы пульсаций выходных напряжений. В конце статьи будут подытожены выходные параметры стабилизаторов.

## Упрощенные схемы

На Рисунке 1 показаны четыре варианта упрощенных схем стабилизаторов на базе ОУ и мощных полевых транзисторов.

Принцип действия стабилизатора на Рисунке 1а заключается в следующем. На сток n-канального полевого транзистора подается входное напряжение  $U_{ВХ}$ , а стабилизированное выходное напряжение  $U_{ВЫХ}$  снимается с истока, потенциал которого всегда ниже потенциала стока. Таким образом, в этой

схеме транзистор работает в штатном режиме. ОУ сравнивает образцовое напряжение  $V_{REF}$ , поданное на его неинвертирующий вход, с частью выходного, снятого с делителя  $R$ , поданного на его инвертирующий вход, и равного  $V_{REF}$  при заданном  $U_{ВЫХ}$ . Своим выходным напряжением ОУ воздействует на затвор транзистора таким образом, чтобы напряжение, снятое с делителя, всегда равнялось бы  $V_{REF}$  независимо от входного напряжения и тока нагрузки. Например, при увеличении тока нагрузки выходное напряжение падает, в связи с чем падает и напряжение, снятое с делителя, а поскольку оно подано на инвертирующий вход ОУ, выходное напряжение ОУ увеличивается, отчего потенциал затвора повышается, и транзистор приоткрывается, восстанавливая выходное напряжение до прежнего уровня. Особенностью и основным недостатком этой схемы является тот факт, что напряжение затвора, при котором транзистор начинает открываться, всегда выше напряжения истока на 2 – 5 В. Поэтому, если положительное напряжение питания ОУ взято с входного напряжения, то оно должно быть всегда выше входного еще на несколько вольт, то есть еще на несколько вольт больше, чем 2 – 5 В, что недопустимо много. Но если другого напряжения, кроме входного, нет, то этой схемой пользоваться просто нельзя. А если есть? Тогда можно (и нужно!), и это как раз является одной из особенностей описываемых в статье стабилизаторов. Преимуществом схемы является использование в ней мощного n-канального полевого транзистора, который при прочих равных условиях в 2 – 5 раз дешевле р-канального. Кроме того, мощные n-канальные транзисторы в несколько раз более распространены, чем р-канальные и, наконец, n-канальные транзисторы по некоторым параметрам имеют недостижимые р-канальными транзисторами характеристики. Например, ультранизкого сопротивления открытого канала, доходящего до 2.4 мОм (IRFB3206), или огромной крутизны, минимальное значение которой 230 См (IRFB3306), у р-канальных транзисторов просто не бывает. Хотя по стоимости (около 1\$) эти транзисторы (IRFB3206, IRFB3306) не превышают стоимости самых современных р-канальных транзисторов.

На Рисунке 1в показана упрощенная схема стабилизатора отрицательного напряжения,

которая является «зеркальной» по отношению к схеме Рисунок 1а и работает аналогично (только для отрицательного напряжения), поэтому, на взгляд автора, в объяснении не нуждается. Дополнительным недостатком этой схемы является использование в ней р-канального полевого транзистора.

На Рисунке 1б показана еще одна схема стабилизатора положительного напряжения. В схеме используется р-канальный транзистор, который «перевернут» по сравнению со схемой Рисунок 1а, то есть входное напряжение подается на исток, а выходное снимается со стока. Поскольку выходное напряжение всегда ниже входного, и потенциал стока всегда отрицателен по отношению к истоку, транзистор здесь работает в штатном режиме. Однако логика работы этого стабилизатора иная. Как видно из схемы, образцовое напряжение  $V_{REF}$  подается на инвертирующий вход ОУ, а часть входного, снятого с делителя  $R$ , – на неинвертирующий. При возрастании тока нагрузки выходное напряжение падает, отчего падает и напряжение, снятое с делителя, а поскольку оно подано на неинвертирующий вход ОУ, его выходное напряжение, поданное на затвор транзистора, снижается, то есть становится более отрицательным по отношению к истоку, поэтому транзистор приоткрывается, восстанавливая выходное напряжение до прежнего уровня. Основным достоинством схемы является тот факт, что напряжение, подаваемое на затвор, всегда ниже напряжения истока (то есть входного напряжения) на вышеупомянутые 2 – 5 В, поэтому, если положительное напряжение питания ОУ взято с входного напряжения, эта схема будет работать, поскольку подать на затвор напряжение на 2 – 5 В ниже входного для ОУ «не составит никакого труда». Другими словами, ОУ легко открывает транзистор. Однако для закрытия транзистора на затвор требуется подать нулевое напряжение по отношению к истоку, то есть близкое к входному напряжению (или к положительному напряжению питания ОУ). Не каждый ОУ на это способен. Стандартный ОУ (не rail-to-rail) может выдать со своего выхода напряжение всегда ниже положительного напряжения питания на 0.8 – 1.5 В. Поэтому, например, при отсутствии нагрузки, когда выходной ток мал и транзистор требуется существенно прикрыть, то есть подать на затвор напряже-

ние близкое к положительному напряжению питания ОУ, а ОУ «не дотягивает» до нужного напряжения, возникает паразитная генерация частотой в несколько килогерц и амплитудой в несколько вольт. Избавиться от этой генерации можно несколькими способами, среди которых, например, подключение к выходу стабилизатора дополнительного нагрузочного резистора (чтобы транзистор не закрывать до конца), увеличение емкости выходных конденсаторов и др. К дополнительным недостаткам схемы можно также отнести применение в ней р-канального полевого транзистора (об этом уже упоминалось).

На Рисунке 1г приведена упрощенная схема стабилизатора отрицательного напряжения, «зеркальная» относительно схемы Рисунок 1б. По той же причине, что и для схемы Рисунок 1в, ее работа объясняться не будет. Однако эта схема по сравнению со схемой Рисунок 1б обладает рядом преимуществ. Во-первых, большинство стандартных ОУ способно воспроизвести выходное напряжение, отличающееся от отрицательного напряжения питания всего на 0.1 В (в том числе и тот ОУ, который используется в настоящей статье – см. далее). Поэтому, если использовать в этой схеме n-канальный транзистор с высоким значением порога открытия, например, IRFB4710, у которого этот порог достигает 5.5 В, то ОУ способен полностью закрыть этот транзистор даже при отсутствии нагрузки. В работах автора [1, 3] как раз и использовалась подобная схема, которая показала неплохой результат работы. Дополнительным преимуществом схемы является использование в ней n-канального транзистора. К недостаткам схемы можно отнести только возможность возникновения паразитной генерации при самых максимальных токах, когда входное напряжение снижается настолько, что не превышает выходное на доли вольта. Но в таком режиме работы, как правило, уже срабатывает защита (если, конечно, она включена в схему), и этот недостаток становится не таким существенным.

Таким образом, из всех четырех упрощенных схем на Рисунке 1 наибольшими преимуществами обладают схемы (а) и (г). При этом, как уже упоминалось, схема (а) неработоспособна, если имеется только одно входное напряжение  $U_{ВХ}$ , а схема (г) при снижении  $U_{ВХ}$  до определенного предела (при больших

токах) склонна к паразитной генерации частотой в несколько килогерц.

Здесь следует сделать некоторое отступление относительно выпрямительных схем, использующихся в двуполярных стабилизаторах.

Наиболее часто встречающаяся схема использует вторичную обмотку трансформатора с отводом от средней точки и две полумостовых схемы выпрямления по каждому из напряжений (положительному и отрицательному). Такая схема (ввиду простоты она не приводится) использует по два выпрямительных диода для каждой из полумостовых схем выпрямления, поэтому общее число диодов – четыре, что является несомненным преимуществом. Поскольку, как правило, трансформатор поставляется с двумя идентичными вторичными обмотками (а не с одной с отводом от средней точки), в подобной схеме выпрямления конец одной из обмоток соединяют с началом другой – это и есть средняя точка.

Реже встречается полномостовая схема выпрямления по каждому из напряжений двух вторичных обмоток, которая использует уже по 4 диода для каждого напряжения, и общее количество диодов равно 8, то есть в два раза больше чем первая. Хотя двукратное количество диодов является некоторым недостатком такой схемы выпрямления, из ее свойств можно извлечь одну очень интересную особенность, которая заключается в том, что оба выпрямленных напряжения изолированы друг от друга.

Теперь вернемся к прерванной последовательности изложения. На Рисунке 2 как раз и приведена схема выпрямления, состоящая из двух полномостовых выпрямителей по каждому из выпрямленных напряжений, изолированных друг от друга. В нижней части схемы, как можно заметить, используется стабилизатор положительного напряжения по схеме Рисунок 1а, а в верхней – стабилизатор отрицательного напряжения по схеме Рисунок 1г (он перевернут вертикально). Если объединить и заземлить выходы обоих стабилизаторов (а это можно сделать, так как оба выпрямленных напряжения изолированы), то получим двуполярный стабилизатор. Основная особенность такого двуполярного стабилизатора состоит в том, что для питания ОУ одного стабилизатора можно вос-

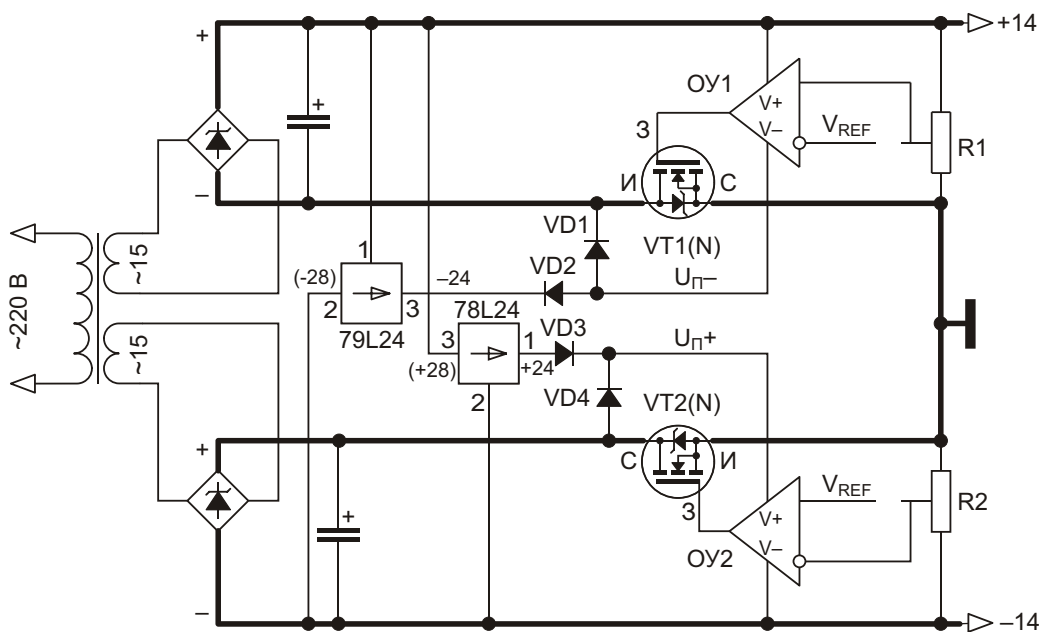


Рисунок 2. Упрощенная схема двуполярного стабилизатора.

пользоваться дополнительным выпрямленным напряжением другого, стабилизировав это напряжение простейшими микросхемами стабилизаторов 78L24/79L24. В этом случае недостатки стабилизаторов Рисунок 1а г, о которых было упомянуто выше, снимаются, ОУ получает полноценное (повышенное) питание, независимое от входного напряжения соответствующего стабилизатора. Получив такое питание, ОУ нижнего по схеме Рисунок 2 стабилизатора (положительного напряжения) может подать на затвор VT2 напряжение на 7-8 В выше входного напряжения, и поэтому легко его открыть, а ОУ верхнего – подать на затвор VT1 напряжение, близкое к нулю, и даже немного отрицательное, и, таким образом, полностью его закрыть, а главное – исключить паразитную генерацию даже при сниженном входном напряжении.

Здесь следует отметить, что идея такого дополнительного питания стабилизаторов не нова. Впервые, насколько это известно автору, такая идея использовалась в работе [6] для питания стабилизатора, основанного на дискретных компонентах (то есть без применения микросхем), где в качестве силовых использовались биполярные транзисторы.

В работе [7] в схеме стабилизаторов, основанной также на дискретных компонентах, использовались уже полевые транзисторы,

однако сложность схемы привела к тому, что плата стабилизаторов получилась просто огромной (175×80 мм), да еще с двусторонней разводкой, изготовить которую своими силами весьма проблематично. Забегая вперед, отметим, что плата описываемого здесь двуполярного стабилизатора имеет одностороннюю разводку и размер всего 40×16 мм. Такую плату легко изготовить своими силами (см. далее).

Для получения дополнительного питания (от другого стабилизатора) в работах [6] и [7] использовались стабилитроны с их токоограничительными резисторами, а на схеме Рисунок 2, как уже упоминалось, – микросхемы стабилизаторов 78L24/79L24. Применение указанных микросхем вместо стабилитронов с резисторами оправдано по следующим причинам. Во-первых, низкая стабильность напряжения стабилитронов не идет ни в какое сравнение с относительно высокой стабильностью выходного напряжения микросхем, во-вторых, как это ни странно, микросхема дешевле, чем полуваттный стабилитрон плюс полуваттный резистор (а меньшую их мощность использовать нельзя, так как это приведет к нагреву резистора и стабилитрона и большой вероятности выхода из его из строя), и, в-третьих, микросхемы занимают меньше места на плате.



На Рисунке 2 силовые проводники выделены жирным. Диоды VD1 – VD4 служат для начального запуска стабилизаторов при включении питания.

Теперь после таких подробных предварительных пояснений нетрудно понять и работу принципиальных схем. **РЛ**

## Литература

1. Кузьминов А. Усовершенствованные стабилизаторы напряжения с активным фильтром. – Радио, 2017, № 9, с. 18, 19. 2. Кузьминов А.
2. Применение инструментального усилителя для мостового включения двух мощных ОУ. Часть 3. – Современная электроника, 2017, № 6, с. 74–80.
3. Кузьминов А. Стабилизаторы на ОУ и мощных полевых транзисторах с активным электронным фильтром и защитой от превышения тока. Часть 2. – Современная электроника, 2018, № 1, с. 58–62.
4. Кузьминов А. Изготовление устройств на печатных платах с высоким разрешением в домашних условиях. – Технологии в электро-

нной промышленности, 2010, №8, с. 18 – 25; 2011, № 1, с. 9–13; № 2, с. 18–25.

5. Кузьминов А. Технология изготовления печатных плат с высоким разрешением в любительских условиях. – Радио, 2017, № 10, с. 24–28.
6. Орешкин В. Стабилизатор напряжения питания УМЗЧ. – Радио, 1987, № 8, с. 31.
7. Муравцев М. Стабилизированный блок питания УМЗЧ. – Радио, 2017, № 2, с. 25–27; № 3, с. 17–19.
8. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. – М.: Мир. 1982.
9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. – М.: Мир. 1993.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Infineon IRF1405](#)
2. [Datasheet Infineon IRF3205](#)
3. [Datasheet Infineon IRFB3306](#)
4. [Datasheet STMicroelectronics L78L](#)
5. [Datasheet STMicroelectronics L79L](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor MC3x07x](#)

*Продолжение в следующем номере*

# Недорогой точный оптически изолированный передатчик токовой петли 4-20 мА

W. Stephen Woodward

EDN

Гальванически (то есть оптически или электромагнитно) изолированные токовые петли 4-20 мА обеспечивают надежную помехоустойчивость и позволяют создавать длинные кабельные трассы. Их преимущества в сочетании с простым незранированным двухпроводным подключением делают этот почтенный стандарт популярным для передачи аналоговых данных в зашумленных промышленных средах. К сожалению, преобразование выходного аналогового напряжения в изолированный сигнал токовой петли относительно сложно. При этом, как правило, в дополнение компонентам изоляции сигнала требуется несколько плавающих источников питания.

Для недорогой реализации оптической изоляции в передатчике токовой петли 4-20 мА на Рисунке 1 используется необычный прием: работа четырехканального диодно-транзисторного оптрона (PS2501-4) в линейном режиме. В большинстве случаев это было бы сомнительной идеей, поскольку отклик диодно-транзисторного оптрона обычно очень нелинеен и зависит от температуры, что делает его несовместимым с требованиями точной передачи аналоговых данных.

Устранение этого недостатка для достижения адекватной аналоговой точности при

использовании компонентов такого класса требует решения двух задач:

- Компенсации нелинейности и температурного коэффициента за счет применения многоканального оптрона и обратной связи, согласующей режимы работы его элементов.
- Скрупuleзного дублирования и отслеживания рабочих точек (напряжений и токов смещения) опорных элементов.

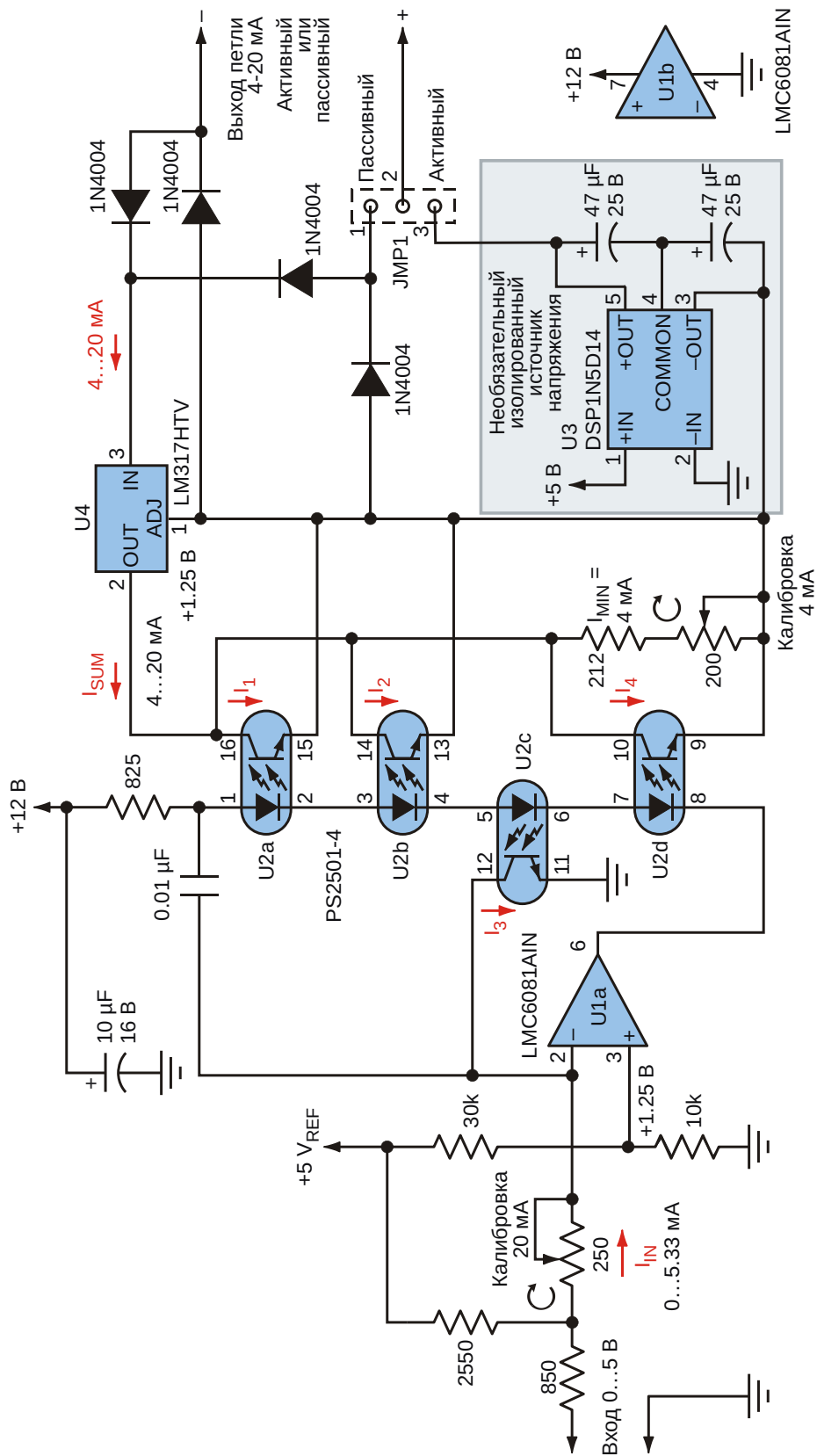
Первое достигается путем согласования оптопары U2c с оптопарами U2a, U2b и U2d. U2c является частью петли обратной связи операционного усилителя U1, благодаря которой ток светодиода  $I_3 = I_{IN}$ . Поскольку все четыре светодиода в U2 включены последовательно, через светодиоды оставшихся трех оптронов текут такие же токи, создающие одинаковые токи фототранзисторов. Таким образом,

$$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I_{IN},$$

где  $I_{IN}$  может изменяться в диапазоне от 0 до 5.33 мА.

Однако это равенство зависит не только от степени физического соответствия четырех

*далее на стр. 60*



**Рисунок 1.** Обратная связь, точно дублирующая режимы работы элементов U2 и контролирующая их рабочие точки, позволят этому оптически изолированному передатчику токовой петли точно транслировать аналоговые данные.

каналов U2, но и от согласования их напряжений смещения, что является второй задачей, которая требует решения в этом проекте. Эта цель достигается за счет равенства порогового уровня 1.25 В усилителя U1 опорному напряжению 1.25 В регулятора U4.

Остальные элементы схемы включают калибровочные потенциометры для установки минимального (4 мА) и полного (20 мА) значений шкалы выходных токов, а также цепи, дающие возможность выбора между

внешним источником питания петли (пассивный режим) или DC/DC преобразователем U3 (активный режим). Ток петли равен

$$I_{\text{SUM}}=3(I_{\text{IN}}+I_{\text{MIN}})=(0\dots 16 \text{ мА}) + 4 \text{ мА}=4\dots 20 \text{ мА}$$

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM317HV](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC6081](#)
3. [Datasheet Bel Power Solutions DSP1N5D14](#)
4. [Datasheet CEL PS2501-4](#)

# Простой амплитудный модулятор на основе ограничителя с плавным порогом

Herminio Martinez

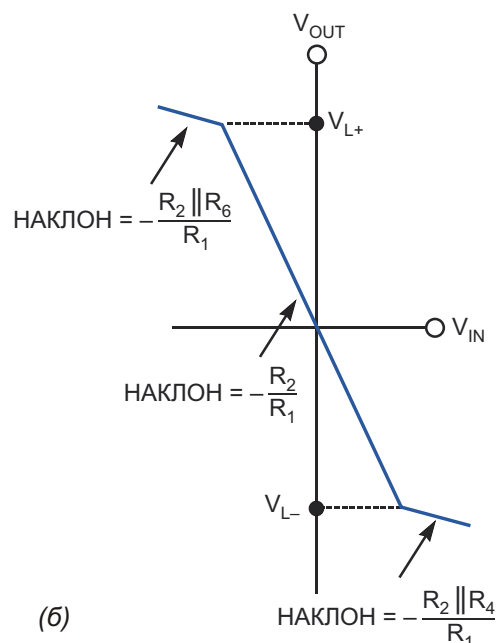
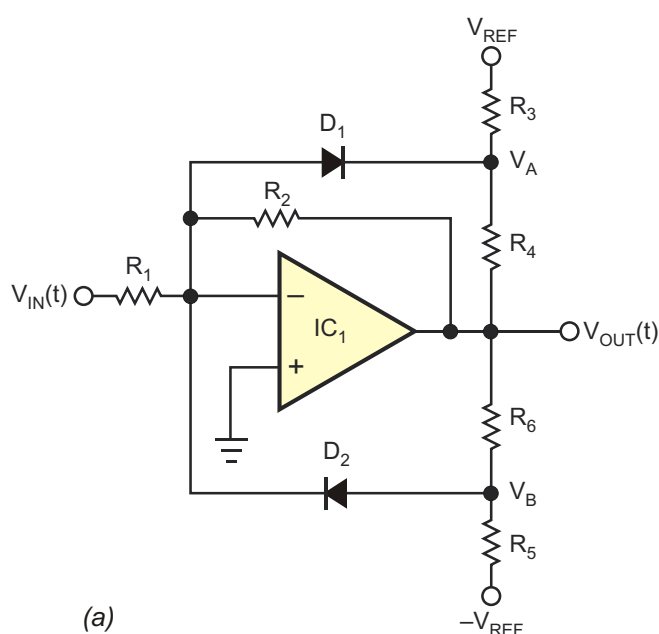
EDN

Одной из самых популярных схем контроля амплитуды генераторов является ограничитель с плавным порогом (Рисунок 1а). При низком входном напряжении  $V_{OUT}(t)$  диоды  $D_1$  и  $D_2$  закрыты. В результате, весь входной ток  $V_{IN}(t)/R_1$  идет через резистор обратной связи  $R_2$ , и выходное напряжение равно

$$V_{OUT}(t) = \frac{R_2}{R_1} V_{IN}(t).$$

Эта формула описывает линейную часть передаточной характеристики ограничителя, имеющую наклон  $-(R_2/R_1)$ .

Когда же  $V_{OUT}(t)$  начинает расти вверх, напряжение  $V_A$  становится более положительным, удерживая диод  $D_1$  в закрытом состоянии, а  $V_B$  становится более отрицательным. Затем, если продолжить снижать напряжение  $V_{IN}(t)$ , выходное положительное напряжение достигнет уровня, при котором



**Рисунок 1.** Основу этого ограничителя с плавным порогом составляют диоды в цепи обратной связи (а). Когда диоды начинают проводить ток, на передаточной характеристике появляются точки перегиба (б).

напряжение  $V_B$  становится равным примерно 0.7 В, и диод  $D_2$  открывается. В этом случае уровень положительного ограничения  $V_{L+}$  равен

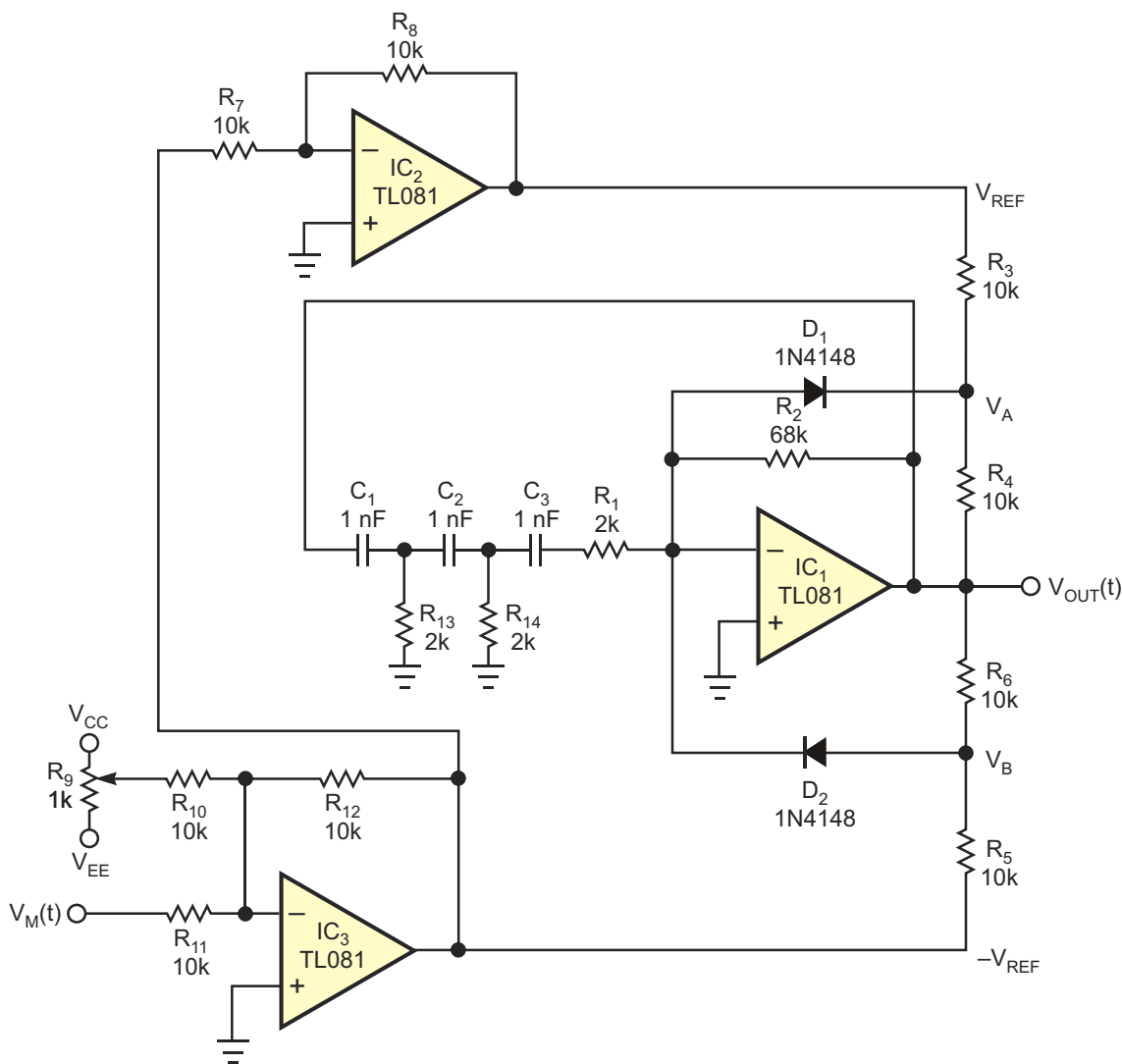
$$V_L = \frac{R_6}{R_5} V_{REF} + 1 \frac{R_6}{R_5} V,$$

где  $V$  – прямое падение напряжения на диоде, равное приблизительно 0.7 В. Если  $V_{IN}(t)$  уменьшится ниже этого значения, напряжение  $V_{OUT}(t)$  увеличится, ток, идущий в диод  $D_2$  вырастет, и напряжение  $V_B$  остается примерно на уровне  $-V$ . Таким образом, ток через  $R_5$  остается постоянным, а дополнительный ток диода течет через резистор  $R_6$ . По сути,  $R_6$  оказывается включенным параллельно

резистору обратной связи  $R_2$ , и, если пренебречь прямым сопротивлением диода, коэффициент усиления  $A_V$  в области положительного ограничения будет равен

$$A_V = \frac{R_2 \parallel R_6}{R_1}.$$

Заметим, что для того, чтобы наклон передаточной характеристики в области ограничения был небольшим, сопротивление резистора  $R_6$  следует выбирать низким. Передаточную характеристику для положительного напряжения  $V_{IN}(t)$  или отрицательного  $V_{OUT}(t)$  можно получить способом, аналогичным описанному выше. Легко видеть, что для положительного напряжения  $V_{IN}(t)$  диод  $D_1$



**Рисунок 2.** Включив ограничитель с плавным порогом в цепь обратной связи генератора на основе фазосдвигающей цепочки, можно сделать простой амплитудный модулятор.

играет ту же роль, что и диод  $D_2$  для отрицательного  $V_{IN}(t)$ . Следовательно, уровень отрицательного ограничения  $V_{L-}$  равен

$$V_L = \frac{R_4}{R_3} V_{REF} \pm 1 \frac{R_4}{R_3} V ,$$

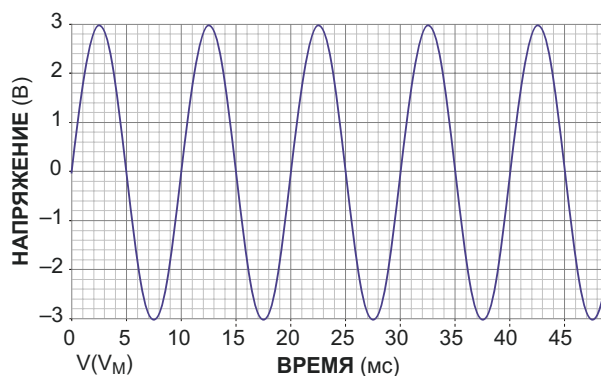
а наклон передаточной характеристики в области отрицательного ограничения определяется формулой

$$A_V = \frac{R_2 \parallel R_4}{R_1}.$$

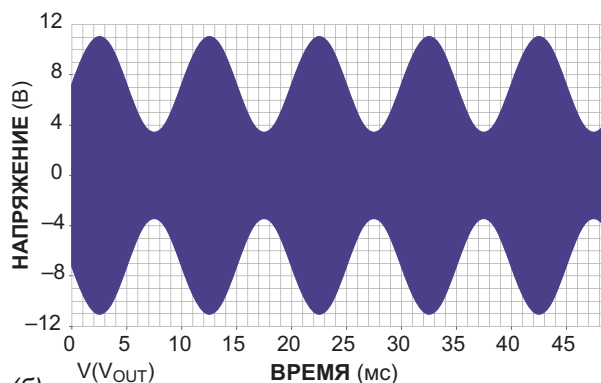
Обратите внимание, что с увеличением сопротивления  $R_2$  усиление в линейной области растет, поэтому уровни порогов  $V_{L+}$  и  $V_{L-}$  остаются неизменными. Если  $R_2$  удалить из схемы, ограничитель превращается в компаратор.

Таким образом, схема на Рисунке 1 работает как ограничитель с плавно перестраиваемыми пороговыми уровнями  $V_{L+}$  и  $V_{L-}$ , уровни которых зависят от выбора соответствующих сопротивлений резисторов и опорных напряжений  $\pm V_{REF}$ . Отсюда следует, что для изменения уровней ограничения можно использовать управляющее напряжение. На основе этой конфигурации сделан простой амплитудный модулятор. На Рисунке 2 изображен генератор с фазосдвигающей RC цепью, в котором ограничитель с плавным порогом включен в состав усилителя напряжения. Вместо показанного на схеме можно использовать другой RC генератор, или же генератор с LC цепочкой. Изменять опорные напряжения  $V_{REF}$  и  $-V_{REF}$  можно с помощью входного модулирующего напряжения  $V_M(t)$ . Это напряжение динамически регулирует уровни насыщения на выходе генератора. Амплитуда выходного напряжения и индекс модуляции определяются соотношением сопротивлений резисторов ограничителя.

На Рисунке 3 показаны формы входного модулирующего сигнала  $V_M(t)$  и модулированного выходного сигнала генератора



(а)



(б)

**Рисунок 3.** Подача на вход схемы Рисунок 2 управляющего напряжения  $V_M(t)$  (а) позволяет получить модулированное выходное напряжение  $V_{OUT}(t)$  (б).

$V_{OUT}(t)$ , полученные при использовании компонентов с номиналами, изображенными на Рисунке 2. Входной модулирующий сигнал  $V_M(t)$  имеет синусоидальную форму с амплитудой 3 В, а резистор  $R_9$  добавляет напряжение смещения 5 В. Схема работает подобно четырехквadrантному аналоговому умножителю. **PL**

## Ссылки

1. Sedra, Adel S, and Kenneth C Smith, Microelectronic Circuits: Fourth Edition, ISBN 0-19-511663-1, 1998, Oxford University Press, New York.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL081](#)

# Изолированный приемник-преобразователь на многоканальном оптроне

W. Stephen Woodward

EDN

Точная передача аналоговых сигналов на большие расстояния в шумных производственных средах представляет собой сложную проблему для разработчиков. Одно из самых старых решений – изолированная токовая петля – до сих пор остается одним из лучшим. В этой статье представлен простой оптически изолированный линейный приемник токовой петли, в котором использованы распределенные общедоступные компоненты.

Приемник питается от одной неизолированной шины 12 В, формируя удобный 5-вольтовый выходной сигнал, пригодный для дальнейшей аналоговой обработки, цифрового преобразования или других манипуляций, требуемых для конкретного приложения. В комплекте с передатчиком, описанным в [1], эта схема позволит создать законченную надежную многоточечную линию передачи аналоговых данных.

В схеме используется простой метод реализации недорогой точной аналоговой изоляции: работа многоканального диодно-транзисторного оптрона в линейном режиме (Рисунок 1).

Входящий токовый сигнал 4-20 мА в отношении 1:4 разделяется между активной оптопарой U2b и пассивными оптопарами U2a и U2d. Это деление создает для последующих цепей приемника более удобно управляемый сигнал 0.8-4 мА. Соотношение токов 1:4 относительно грубо задается последовательной цепочкой резисторов 1 кОм и 249 Ом, и улучшается с помощью резистора 31 кОм, вклю-

ченного параллельно светодиоиду оптрона U2b для компенсации нелинейности.

Плотность токов, проходящих через светодиоды оптронов U2a и U2d вдвое больше, чем ток светодиода U2b, вследствие чего прямые падения напряжений на светодиодах U2a и U2d примерно на 35 мВ выше, чем на U2b. Ток параллельного резистора, шунтирующего светодиод оптрона U2b, нейтрализует результирующее смещение тока, которое может стать причиной нелинейности порядка 1%.

Контур обратной связи, замыкаемой усилителем U3, обеспечивает точное отражение тока светодиода оптрона U2b на противоположной стороне изолирующего барьера светодиодом U2c. Этот ток служит для принудительного выравнивания токов фототранзисторов оптронов U2b и U2c и является единственным способом, позволяющим току светодиода U2c отслеживать ток светодиода оптрона U2b.

Любое незначительное несоответствие между коэффициентами передачи токов оптронов U2b и U2c устраняется с помощью калибровки тестовым сигналом, выполняемой подстроечным резистором «Калибровка», в результате которой реализуется точное преобразование напряжение-ток с общим коэффициентом 0.25 В/мА. Нечувствительность калибровки к старению компонентов и изменению температуры обеспечивается идентичностью рабочих точек оптопар. **РЛ**

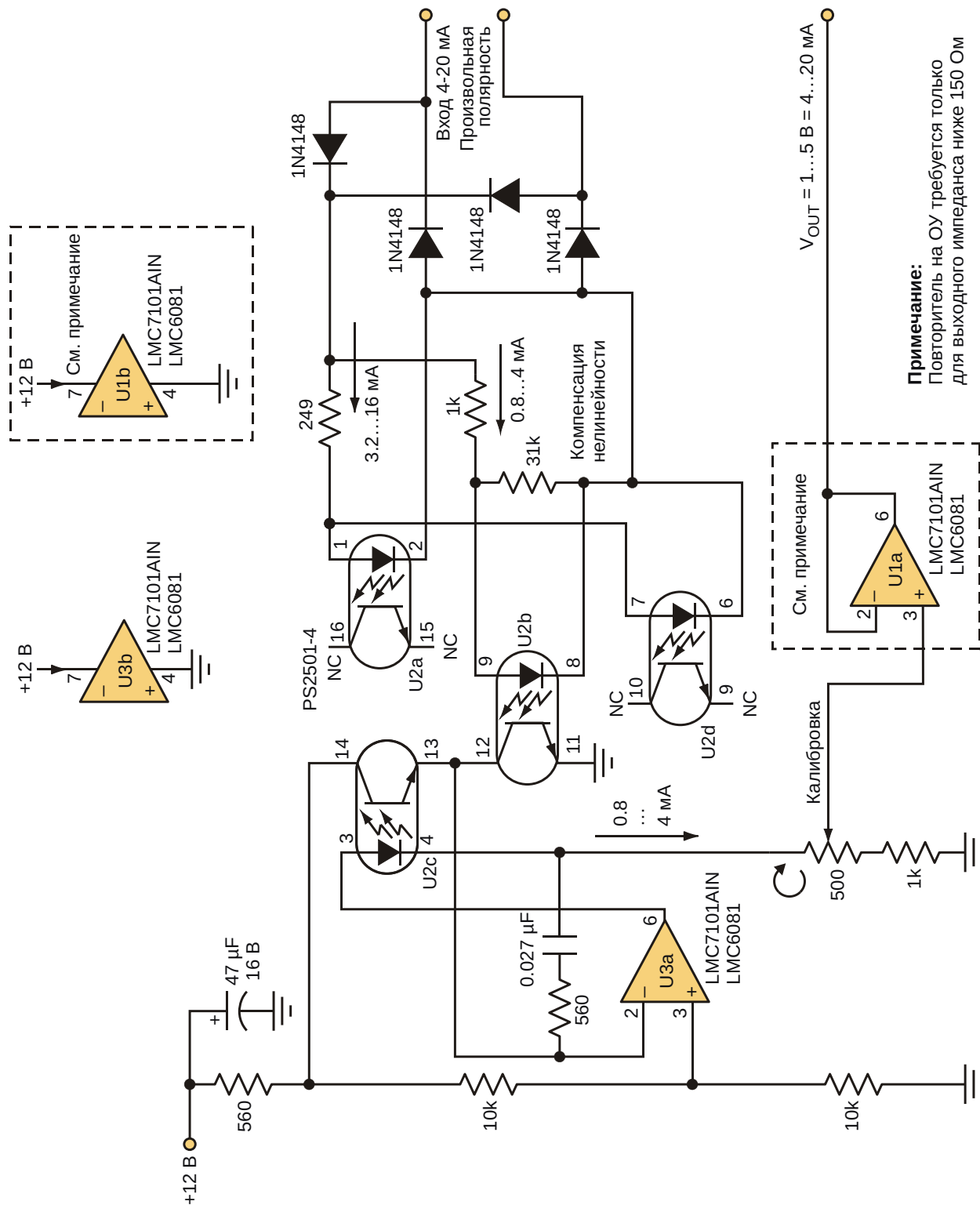


## Ссылки

1. «Недорогой точный оптически изолированный передатчик токовой петли 4-20 мА». РадиоЛоцман, 2018, апрель, стр. 58.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC6081](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LMC7101](#)
3. [Datasheet CEL PS2501-4](#)



**Рисунок 1.** Используя недорогие распространенные компоненты, можно собрать оптически изолированный линейный приемник токовой петли.

# Имитатор термопары

Abel Raynus

EDN

Термопары широко применяются в системах измерения температуры. При разработке или проверке системы необходимо наблюдать ее реакцию на различные температуры. Однако нагревать термопару всякий раз, когда потребуется проверить характеристики устройства, очень неудобно. Конечно, это можно сделать, просто касаясь спая нагретым паяльником, однако такой метод может дать только грубые, приблизительные результаты. Изображенная на Рисунке 1 простая схема позволяет устанавливать ряд напряжений, равных выходным напряжениям термопары при заданных температурах. Напряжение термопары имеет порядок десятков милливольт. Нормализация столь слабых сигналов требует использования уси-

лителей с большими коэффициентами усиления. Такие усилители чувствительны к помехам. Однако, благодаря тому, что выходное сопротивление термопары равно примерно 1 Ом, при подключении усилителя к термопаре помехи проблем не создают. Но замена термопары высокоимпедансным источником при тестировании системы может привести к тому, что помехи, наведенные на схему, приведут к насыщению усилителя. Поэтому выходное сопротивление имитатора термопары должно быть низким, а в промежутках между измерениями выход должен подключаться к земле.

На Рисунке 1 показан имитатор для четырех температур. Чтобы получить низкий выходной импеданс, сопротивления резисто-

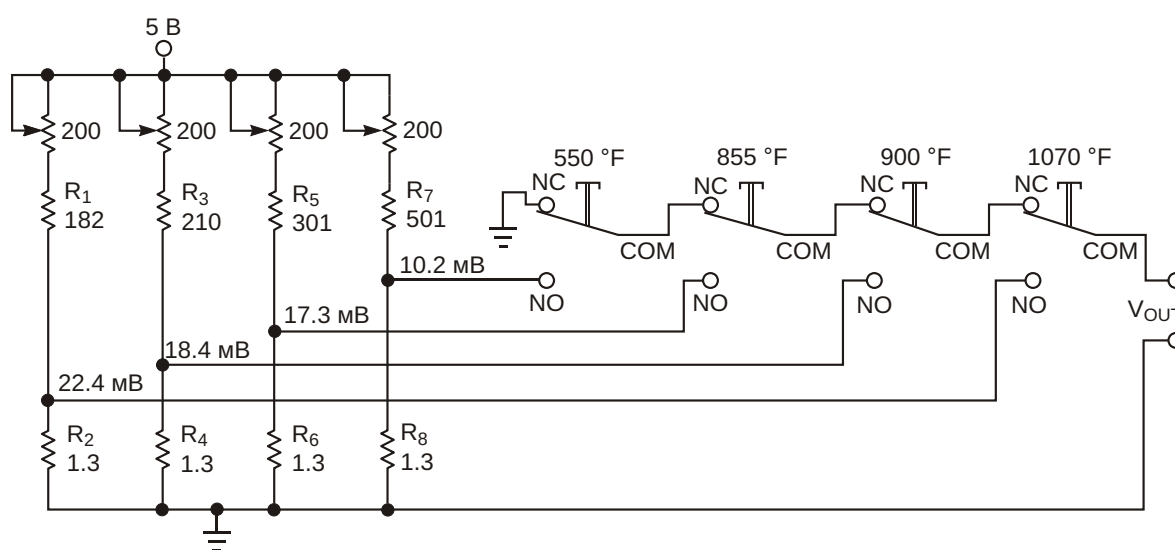


Рисунок 1. Эта схема позволяет имитировать выходные напряжения термопары при различных температурах.

**Таблица 1.** Коррекция температуры холодного спая

Температура (°F)	Напряжение при 320 °F (мВ)	Напряжение при 1000 °F (мВ)
550	11.71	10.19
855	18.82	17.3
900	19.89	18.37
1070	23.91	22.39

ров  $R_2$ ,  $R_4$ ,  $R_6$  и  $R_8$  выбраны равными 1.3 Ом. Для выполнения требования, касающегося состояния имитатора между тестами, однополюсные переключатели без фиксации включены цепочкой таким образом, что когда нажатых переключателей нет, выход схемы соединен с землей. Нажимая на переключатели, можно получить на выходе одно из напряжений, заданных делителями  $R_1/R_2$ ,  $R_3/R_4$ ,  $R_5/R_6$  или  $R_7/R_8$ . Предположим, например, что эквивалентные температуры имитатора равны 550, 855, 900 и 1070 °F. Напряжения хромель-алюмелевой термопары можно найти в [1]. Но имейте в виду, что напряжения в этой книге приведены только для температуры холодного спая 32 °F. Рабочие температуры всегда различны, поэтому под каждую из них напряжения надо пересчитывать. Предполагая, что температура окружающей

среды равна приблизительно 100 °F, можно найти выходные напряжения термопары, вычитая 1.52 мВ из значения для 32 °F (Таблица 1). Рассчитать сопротивления резисторов делителя можно с помощью следующей формулы:

$$R_U = R_L \frac{V_{CC}}{V_{OUT}} - 1,$$

где

$R_U$  – сопротивление верхнего резистора делителя,

$R_L$  – сопротивление нижнего резистора делителя,

$V_{CC}$  – напряжение источника питания,

$V_{OUT}$  – выходное напряжение.

Для упрощения регулировки выходного напряжения верхний резистор делителя состоит из 200-омного потенциометра и включенного последовательно с ним постоянного резистора. **ПЛ**

## Ссылки

1. The Temperature Handbook, Omega Engineering Inc, 2000.

# Обратная связь повышает КПД линейного регулятора

Aurel Gontean

EDN

Линейные регуляторы отличаются простой схмотехникой и имеют лучшие характеристики шумов и дрейфа, чем импульсные преобразователи. Самым большим их недостатком является КПД: избыточная энергия рассеивается в виде тепла. Для минимизации разности напряжений между входом и выходом линейного регулятора применяется несколько общеизвестных технологий. Я искал недорогую, простую в использовании и эффективную схему предварительного ста-

билизатора, которая позволила бы снизить падение напряжения на линейном регуляторе. Автоколебательные предварительные стабилизаторы с обратной связью, сделанные на основе переключающего транзистора, компаратора и фильтра, запускаются на труднопредсказуемой частоте. Это, в свою очередь, затрудняет создание входного фильтра. Лучшим вариантом является сочетание импульсного предварительного стабилизатора с постоянной частотой переключе-

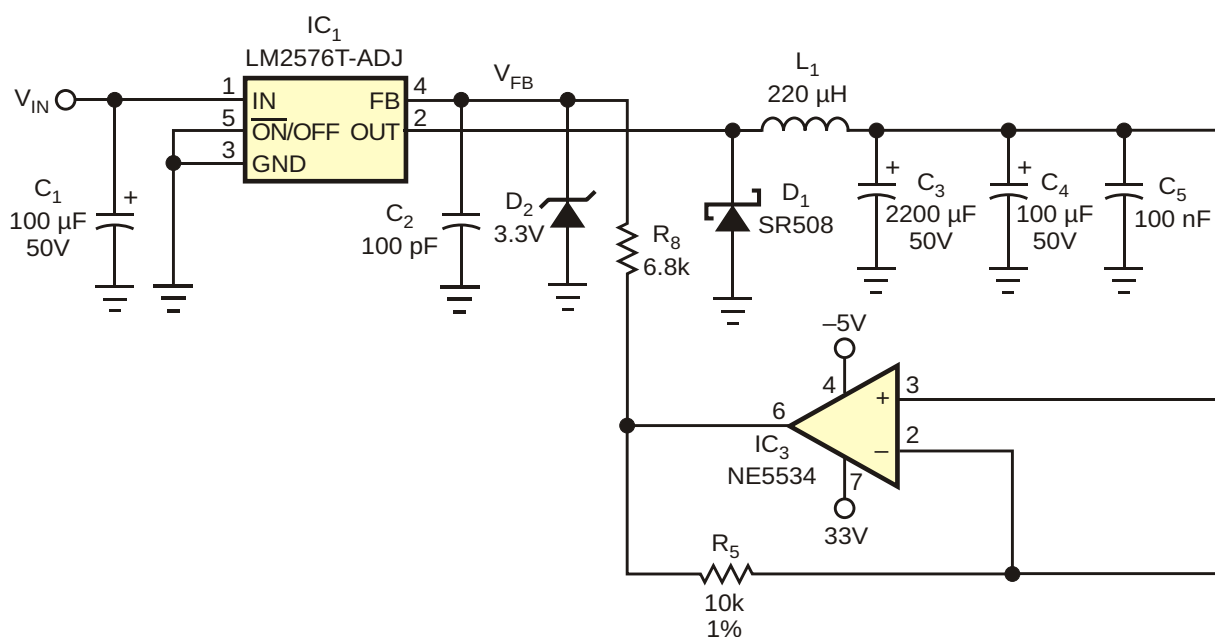


Рисунок 1. Для повышения КПД в этом недорогом источнике питания используется

ния и линейного регулятора с низким падением напряжения. Всем этим требованиям удовлетворяет схема, показанная на Рисунке 1. Микросхема LM2576T-ADJ (IC<sub>1</sub>) работает на фиксированной частоте 52 кГц. Для линейного стабилизатора IC<sub>2</sub> хорошо подходит микросхема LT1085. В цепи обратной связи предварительного стабилизатора используется операционный усилитель IC<sub>3</sub>.

При замкнутом контуре регулирования напряжение обратной связи на входе микросхемы IC<sub>1</sub> равно

$$V_{FB} = V_A \frac{R_3}{R_3 + R_4} + 1 \frac{R_5}{R_6} V_{OUT} \frac{R_5}{R_6}. \quad (1)$$

Если  $R_3 = R_5$  и  $R_4 = R_6 = kR_3$ , выражение (1) можно переписать в виде

$$V_{FB} = V_A \frac{R_3}{R_3 + kR_3} + 1 \frac{R_3}{kR_3} V_{OUT} \frac{R_3}{kR_3}. \quad (2)$$

$$V_{OUT} \frac{R_3}{kR_3} = \frac{V_A - V_{OUT}}{k}$$

Из Формулы (2) получаем

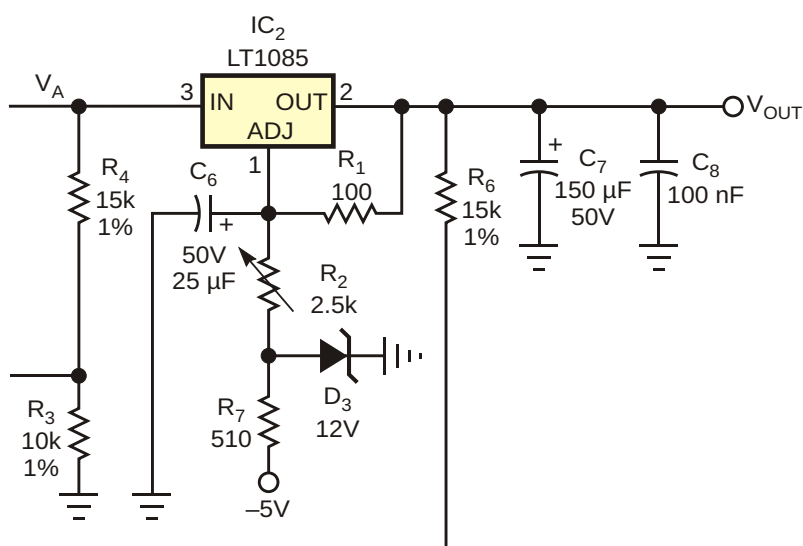
$$V_A - V_{OUT} = V_{DROPOUT} = kV_{FB}.$$

Устанавливая падение напряжения  $V_{DROPOUT}$  на микросхеме линейного стабилизатора, следует руководствоваться требованиями технического описания. При выборе

LT1085 максимальное напряжение  $V_{DROPOUT}$  равно 1.5 В. Для LM2576T  $V_{FB} = 1.23$  В и, если  $k=1.5$ ,  $V_{DROPOUT} = 1.89$  В – немного больше, чем значение, указанное в справочной документации. Падение напряжения не зависит от выходного напряжения, чем обеспечивается приемлемый уровень КПД. При выходном напряжении 5 В и токе 3 А КПД превышает 56%, а при напряжении 30 В и токе 3 А – составляет не менее 72%. Выходное напряжение  $V_{OUT}$  можно менять в диапазоне от 0 до 30 В, а входное напряжение  $V_{IN}$  должно превышать максимальное выходное напряжение хотя бы на 5 В. К микросхеме IC<sub>3</sub> никаких специальных требований не предъявляется, а в качестве IC<sub>2</sub> можно использовать любой линейный стабилизатор. Конденсатор  $C_6$  снижает пульсации выходного напряжения, а  $C_2$  частично фильтрует помеху 52 кГц на управляющем входе IC<sub>3</sub>. В результате получился простой и надежный лабораторный источник питания с хорошими характеристиками, способный отдавать ток 3 А в диапазоне выходных напряжений от 0 В до 30 В при использовании лишь небольшого теплоотвода. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2576T](#)
2. [Datasheet Linear Technology LT1085](#)
3. [Datasheet Texas Instruments NE5534](#)
4. [Datasheet MCC SR508](#)



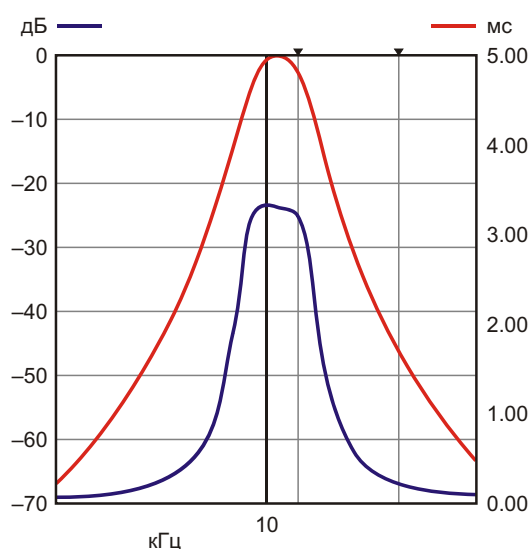
предварительный стабилизатор.

# Полосовой фильтр на коммутируемых конденсаторах с почти прямоугольной характеристикой

Samuel Kerem

Electronic Design

Описанный ниже фильтр может быть полезен для выделения сигналов даже тогда, когда задача усложняется тем, что частота полезного сигнала отличается от частоты помехи всего на несколько процентов. Предположим, что частота интересующего нас сигнала равна 10 кГц. Ожидаемое отклонение частоты, обусловленное разбросом характеристик генераторов, изменением температуры и старением составляет  $\pm 200$  Гц.

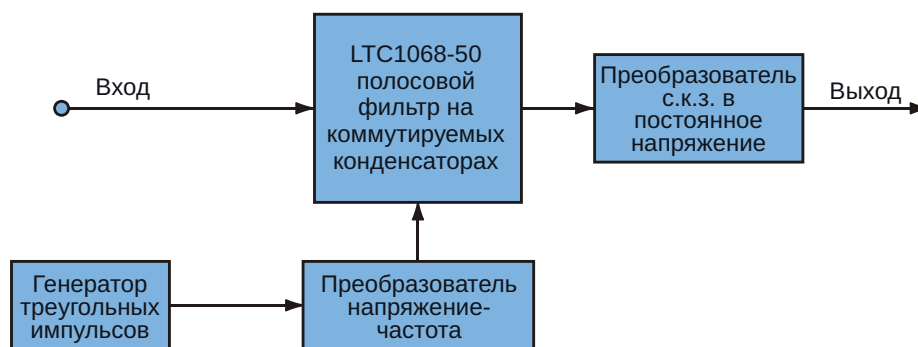


**Рисунок 1.** Полоса пропускания фильтра Бесселя восьмого порядка формируется за счет схемы на коммутируемых конденсаторах, обеспечивающей требуемую крутизну спада. Однако полоса пропускания оказывается слишком узкой для типичных приложений.

Усложним ситуацию, добавив помеху на частоте 11 кГц. Для того чтобы удалить из спектра пик на частоте 11 кГц, не затронув полезный сигнал 10 кГц, необходим фильтр с очень крутыми срезами и плоской характеристикой в полосе пропускания от 9.8 кГц до 10.2 кГц. На первый взгляд может показаться, что здесь не обойтись без цифрового фильтра на основе сигнального процессора. Но он нам не потребуется.

Очень крутые спады АЧХ в полосе от 9 кГц до 11 кГц можно получить с помощью микросхемы полосового фильтра на коммутируемых конденсаторах, такой, например, как LTC1068 компании Linear Technology (Рисунок 1). Два маркера показывают, что на частоте 10.1 кГц затухание равно 2.9 дБ, а на частоте 10.6 кГц — 46.7 дБ. Однако полоса пропускания этого фильтра очень узка и составляет примерно  $\pm 100$  Гц по уровню 3 дБ.

Центральная частота фильтра в 50 раз ниже тактовой частоты, и, согласно справочным данным, может отличаться от расчетного значения на  $\pm 0.9\%$ . Если мы сможем обеспечить управление смещением полосы прозрачности фильтра для сканирования области от 9.7 кГц до 10.3 кГц, то будут покрыты наихудшие условия (неопределенность центральной частоты фильтра 90 Гц и отклонения частоты сигнала на 200 Гц). При этом подавление пика на частоте 11 кГц останется на уровне лучше 50 дБ. Одно предупреждение: появится задержка реакции длительностью в несколько миллисекунд (Рисунок 1).



**Рисунок 2.** Полоса прозрачности фильтра может быть сделана плоской путем добавления генератора треугольных импульсов, управляющего входом ПНЧ, который смещает центральную частоту фильтра вперед и назад.

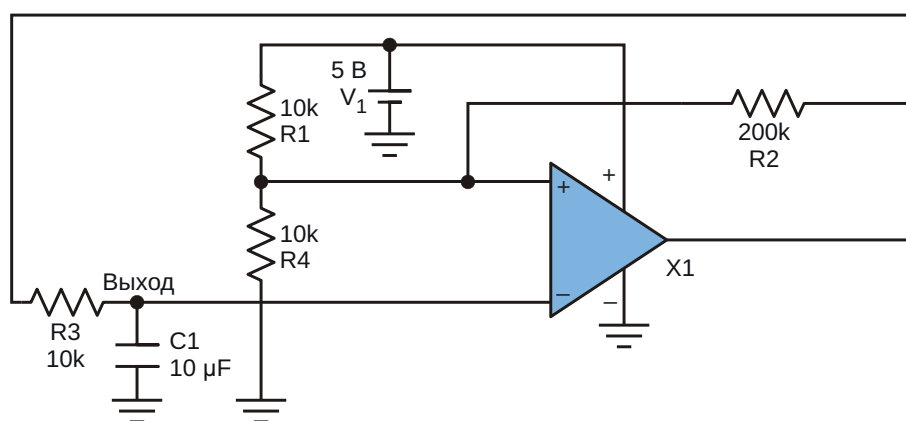
Усовершенствованная конструкция фильтра содержит генератор треугольных импульсов (Рисунок 2). Его выходное напряжение, приложенное к входу преобразователя напряжение-частота (ПНЧ) микросхемы LTC1068, смещает центральную частоту очень узкополосного фильтра вперед и назад на  $\pm 5\%$ . Резкие спады АЧХ фильтра создают почти вертикальную характеристику ослабления.

Один из возможных вариантов схемы генератора треугольных импульсов показан на Рисунке 3. Выходной сигнал генератора равен  $2.500 \text{ В} \pm 0.125 \text{ В}$ . Его размах должен быть согласован с коэффициентом преобра-

зования напряжения в частоту. (В случае LTC1068-50 управляющему напряжению  $2.5 \text{ В}$  соответствует частота  $500 \text{ кГц}$ ). Затем фильтр пропускает любой сигнал с частотой  $10.0 \text{ кГц} \pm 500 \text{ Гц}$  на вход преобразователя среднеквадратичного значения в постоянное напряжение, значительно ослабляя любые частоты за пределами этого диапазона. Суммарная погрешность представленной конструкции определяется точностью резисторов и напряжения источника питания. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LTC1068](#)



**Рисунок 3.** Практическая схема генератора треугольных импульсов с выходным напряжением  $2.500 \text{ В} \pm 0.125 \text{ В}$ .

# Сигнал сброса управляет последовательностью включения питания СМК

Goh Van Hok

EDN

Как правило, системе на кристалле (СМК) необходимы два источника питания – один для ядра, а другой для схем ввода-вывода. Правильная последовательность подачи питания означает, что один из источников включается только тогда, когда дождется готовности другого, в соответствии с требованиями документации на СМК. Обычно первым должно получать питание ядро, а затем схемы ввода-вывода. Аналогичный результат может быть достигнут, если управлять непосредственно источниками питания, а

системным сбросом. Схема, решающая эту задачу, показана на Рисунке 1. В этой схеме напряжение питания ядра равно 1.8 В, а периферии – 3.3 В. СМК сбрасывается сигналом высокого логического уровня, который устанавливается сразу же с установлением напряжения питания ядра, если оно появилось раньше, чем напряжение питания схем ввода-вывода. Если же первым появляется напряжение питания периферии, сигнал сброса подается на СМК только после того, как установится напряжение питания ядра.

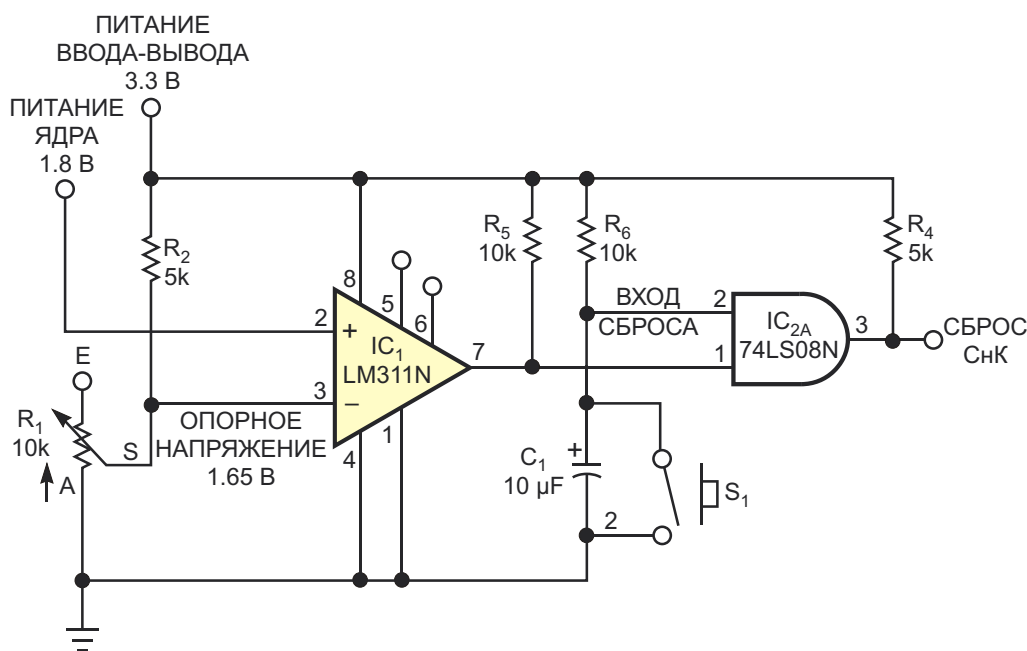
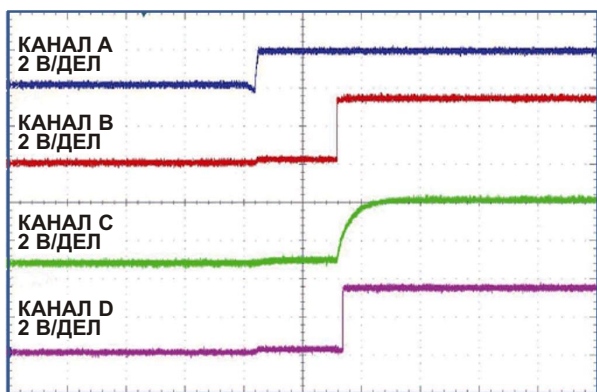


Рисунок 1. В этой схеме формирования сигнала сброса используются компаратор и логический элемент «И».

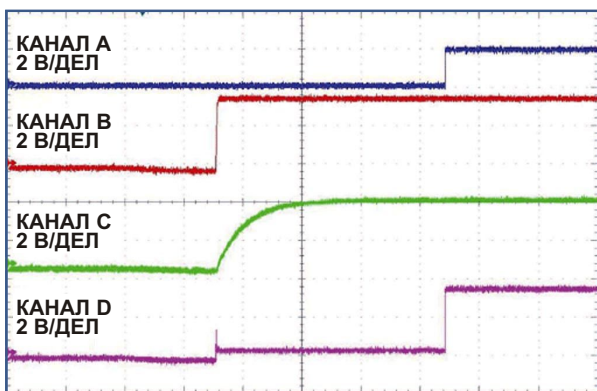




**Рисунок 2.** Когда напряжение питания ядра (канал А) появляется раньше, чем напряжение питания периферии (канал В), сигнал сброса (канал D) ожидает заряда конденсатора (канал С).

Оба напряжения контролируются компаратором IC<sub>1</sub>, работающим от источника питания периферии 3.3 В. Резистор R<sub>2</sub> и подстроечный резистор R<sub>1</sub> образуют делитель напряжения, позволяющий устанавливать опорное напряжение, соответствующее напряжению питания ядра. В данном случае опорное напряжение на выводе 3 равно 1.65 В. Кнопка S<sub>1</sub> предназначена для принудительного сброса СнК.

Как видно из осциллограммы, представленной на Рисунке 2, первым включается питание ядра (канал А), а за ним следует питание схем ввода-вывода (канал В). Компаратор IC<sub>1</sub> остается в неактивном состоянии до тех пор, пока не появится напряжение питания периферии. При включении напряжения питания периферии начинают работать компаратор IC<sub>1</sub> и логический элемент «И» IC<sub>2А</sub>.

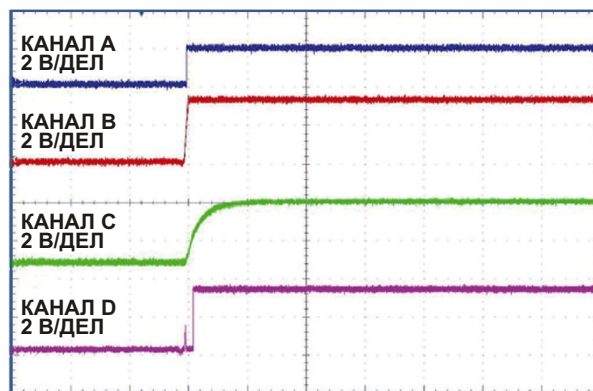


**Рисунок 3.** Когда напряжение питания ядра (канал А) запаздывает относительно напряжения питания периферии, уровень сигнала сброса СнК (канал D) остается низким.

Поскольку напряжение на выводе 2 компаратора выше, чем на выводе 3, напряжение на выходе 7, подтянутое резистором R<sub>5</sub>, имеет высокий уровень.

В исходном состоянии сигнал сброса на выводе 1 микросхемы IC<sub>2А</sub> (канал С) имеет нулевой уровень, и начинается заряд конденсатора С<sub>1</sub> через резистор R<sub>6</sub> до напряжения питания периферии. Постоянная времени RC выбирается в соответствии с требованиями конкретного приложения. После того, как С<sub>1</sub> зарядится до уровня «лог. 1», напряжение на выходе схемы (вывод 3 микросхемы IC<sub>2А</sub>) станет высоким (канал D), и произойдет сброс СнК.


На Рисунке 3 сначала появляется питание периферии (канал В), а за ним – питание ядра (канал А). Напряжение питания ядра устанавливается после того, как заканчивается заряд конденсатора С<sub>1</sub>, происходящий с постоянной времени R<sub>6</sub>С<sub>1</sub>. Когда напряжение питания ядра равно 0 В, напряжение на входе 3 компаратора выше, чем на входе 2. Поэтому выходной сигнал компаратора на выводе 7 имеет низкий уровень. После того, как напряжение питания периферии зарядило конденсатор С<sub>1</sub>, уровень напряжения на входе 1 логического элемента IC<sub>2А</sub> остается высоким. Уровень выходного сигнала сброса сохраняется низким, поскольку напряжение питания ядра еще не появилось. После того, как приходит питание ядра, напряжение на входе 2 компаратора становится выше, чем пороговое напряжение на входе 3, и на выходе 7 компаратора устанавливается уровень «лог. 1». Поскольку внутренний сигнал ВХОД СБРОСА уже раньше стал высоким, на выходе элемен-



**Рисунок 4.** После того, как оба напряжения установились, и конденсатор разрядился, уровень сигнала сброса (канал D) становится высоким.

та «И» также появится «лог. 1» и сбросит СнК с опозданием на время задержки распространения в логическом элементе.

На Рисунке 4 напряжение питания периферии (канал В) появляется первым, а за ним следует напряжение питания ядра (канал А). Этот случай похож на предыдущий (Рисунок 3), за исключением того, что ядро получает питание раньше, чем успевает зарядиться конденсатор  $C_1$ . «Лог. 1» на выходе 7 компаратора устанавливается, когда включается питание ядра и напряжение на выводе 2 пере-

секает порог 1.65 В, заданный соотношением сопротивления делителя  $R_1/R_2$ . Однако уровень сигнала сброса СнК станет высоким только тогда, когда напряжение на конденсаторе  $C_1$  вырастет до порогового уровня «лог.1». Затем логический элемент «И» ( $IC_{2A}$ ) формирует сигнал сброса СнК. 

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM311N](#)
2. [Datasheet Texas Instruments SN74LS08](#)



# РАДИОЛОЦМАН

Журнал для тех, кто интересуется электроникой

Если Вам  
небезразличны темы:

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

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

**приглашаем к сотрудничеству!**

# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

Приложение для мобильных устройств (планшетов и смартфонов)



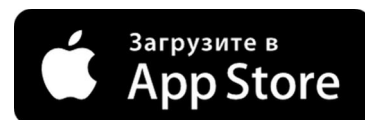
ANDROID »  
GOOGLE PLAY



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



IOS (IPHONE, IPAD) »  
APP STORE



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

Устанавливайте приложение и скачивайте!  
Доступен весь архив номеров журнала.