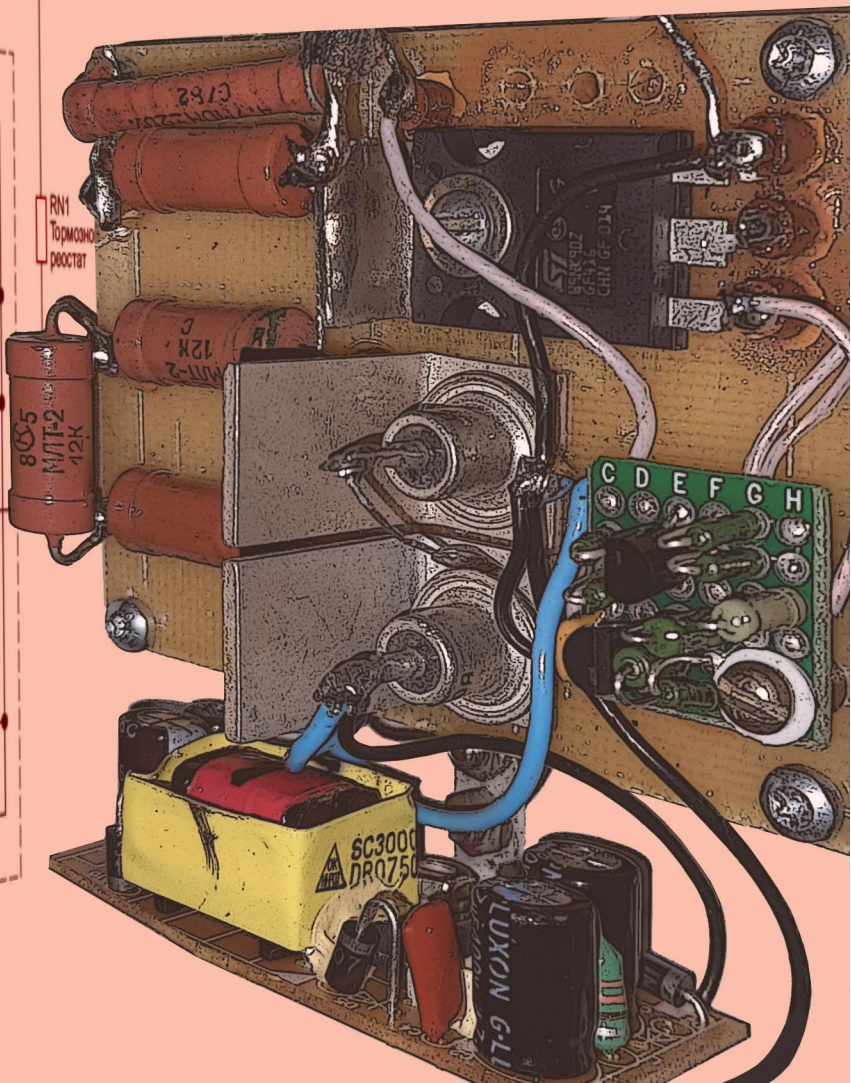
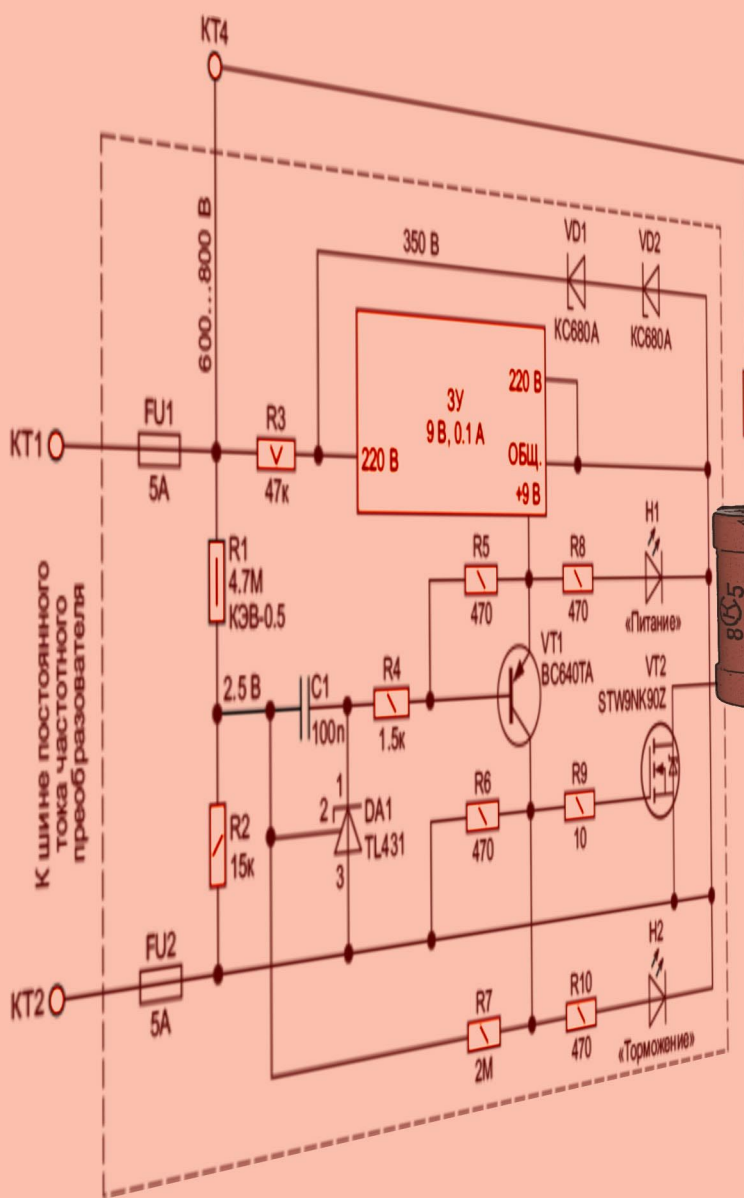




## УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ТОРМОЗНОЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ЧАСТОТНОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ





# РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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



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



Главный редактор:

А. Николаев

Директор:

С. Муратчаев

Над номером работали:

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

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

rlocman@rlocman.ru

+7 (495) 721-72-14

www.rlocman.ru

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

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

Мнения авторов не всегда отражают точку зрения редакции.

Оформление  
бесплатной подписки:  
www.rlocman.ru/magazine

## Новости

- 4 E-PEAS представляет универсальные микросхемы преобразователей для высокоэффективного сбора солнечной и вибрационной энергии
- 5 Renesas расширяет семейство самых миниатюрных в мире оптоизоляторов для промышленных приложений
- 5 TDK представляет революционную МЭМС-платформу для измерения концентрации углекислого газа
- 7 Maxim представляет самый малошумящий в отрасли усилитель класса D/G с рекордно низким потреблением мощности
- 8 Nordic запускает в производство миниатюрную микросхему управления питанием со сверхнизким током потребления
- 10 Контроллер Raspberry Pi теперь можно купить отдельно
- 11 Texas Instruments представляет первые в отрасли DC/DC контроллеры с интегрированным активным фильтром электромагнитных помех
- 13 Dialog Semiconductor разработала самую малопотребляющую в отрасли микросхему флеш-памяти

## Статьи

- 14 Микроконтроллеры GD32E5 от компании GigaDevice
- 19 Оценка преимуществ сверхширокополосных короткоимпульсных систем
- 23 Простой охладитель для аквариума на элементе Пельтье
- 30 Формирователь опорной вольтамперной характеристики для имитатора солнечной панели
- 36 Часто задаваемые вопросы об удельной мощности: вернемся к основам
- 42 Монитор контролирует температуру в трех тепловых зонах
- 44 Снижение шумов и пульсаций с помощью малошумящего понижающего преобразователя
- 47 Активные коммутаторы в мосте переменного тока увеличивают КПД

## Схемы

- 50 Универсальный тормозной модуль для частотного преобразователя
- 56 Генератор линейно изменяющегося напряжения
- 58 Аналоговый входной интерфейс для любого микроконтроллера
- 61 Импульсный регулятор снижает мощность, потребляемую тормозом двигателя
- 64 Эмулятор сигналов кардиографа
- 66 Датчик света с динамическим диапазоном человеческого глаза
- 68 Преобразователь тока верхнего плеча в длительность импульса
- 70 Простой способ управления несколькими светодиодами с помощью одного вывода процессора
- 72 Оконный транзисторный ключ
- 74 Преобразователь температуры в период следования импульсов с линеаризацией отклика термистора
- 77 Минимизация тока короткого замыкания в контроллере горячей замены
- 80 Оконные амплитудные фильтры сигналов
- 84 Удвоитель частоты последовательности треугольных импульсов
- 86 Простой удвоитель частоты треугольных сигналов
- 89 Простой метод проверки кабелей
- 90 Схема реализации прецизионной зоны нечувствительности
- 92 Недорогой портативный высотомер питается от одной батарейки
- 94 DC/DC преобразователь отрицательного напряжения на основе преобразователя положительного напряжения
- 98 Трехфазный ГУН на основе инверторов
- 101 Визуальная индикация данных, передаваемых по каналу RS-232C
- 102 Схема диодного «ИЛИ» для объединения низковольтных источников питания
- 104 Звуковой омметр не ошибется
- 106 Усовершенствованная схема оконного компаратора
- 109 Таймеры LMC555 задерживают сигнал аппаратного сброса для сбора отладочных данных
- 112 Выходные потенциалы схемы сдвига уровня могут быть отрицательными
- 114 Схема быстрого разряда выходного конденсатора источника питания
- 116 Аналоговый коммутатор расширяет интерфейс I<sup>2</sup>C
- 118 В программируемом генераторе используется цифровой потенциометр
- 121 Высокочастотный портативный анализатор спектра на двух микросхемах фильтров



# E-PEAS представляет универсальные микросхемы преобразователей для высокоэффективного сбора солнечной и вибрационной энергии

Расширяя свое семейство передовых микросхем управления питанием для приложений сбора энергии, бельгийская компания e-peas анонсировала два новых устройства. В микросхемах управления сбором радиочастотной, вибрационной (AEM30330) и солнечной энергии (AEM10330) используется понижающе-повышающая архитектура. Это позволяет им охватывать более широкий диапазон уровней входного напряжения (от 100 мВ до 4.5 В), а это означает, что новые приборы могут работать с источниками как низкой, так и высокой мощности. AEM30330 предназначена для извлечения высокочастотной энергии и энергии вибрации в промышленном оборудовании, системах домашней автоматизации, устройствах мониторинга здоровья и бытовой технике, тогда как микросхема AEM10330 разрабатывалась специально для поддержки солнечных источников энергии (с возможностью подключения до 7 фотогальванических элементов).

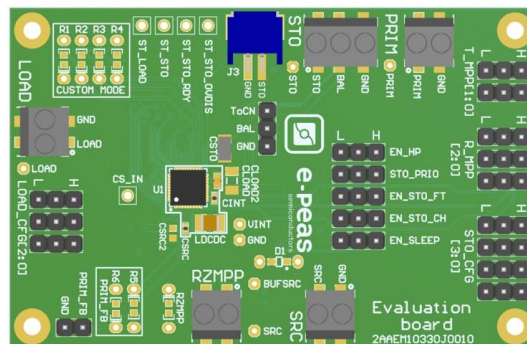


Новые микросхемы управления питанием обеспечивают максимальный ток 60 мА, позволяя быстро заряжать накопительные элементы, такие, например, как суперконденсаторы. Заложенные в устройства возможности адаптивного управления энергией позволяют им при необходимости автоматически переключаться между повышающими, повышающе-понижающими и понижающими рабочими конфигурациями. Это гарантирует, что между соответствующими входами и выходами этих устройств всегда будет под-

держиваться оптимальный уровень передачи энергии.

Другим ключевым аспектом является порог холодного запуска, при котором система на основе AEM30330/AEM10330 может начать потребление энергии из окружающей среды. Он был снижен до 275 мВ/3 мкВт, что является существенным улучшением по сравнению с аналогами предыдущего поколения и не имеет себе равных среди всех других решений, представленных в настоящее время на рынке.

Используя полностью конфигурируемую функцию отслеживания точки максимальной мощности (MPPT), AEM30330 и AEM10330 могут постоянно контролировать и регулировать входное напряжение и ток (с поддерживаемым периодом обновления 20 мс), поэтому эффективность извлечения энергии сохраняется на максимально высоком уровне, независимо от изменений входного сигнала источника. Диапазон рабочих температур новых микросхем составляет от  $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$  до  $125\text{ }^{\circ}\text{C}$ . Они поставляются в 40-контактных корпусах QFN и требуют минимального количества дополнительных пассивных компонентов. Поэтому законченное решение будет недорогим и не займет много места на плате. В микросхемах реализованы механизмы защиты от перезаряда и глубокого разряда накопительного элемента.



Оценочная плата для микросхемы управления питанием AEM30330.

# Renesas расширяет семейство самых миниатюрных в мире оптоизоляторов для промышленных приложений

Renesas Electronics расширила свое семейство оптоизоляторов с длиной пути утечки по корпусу 8.2 мм тремя новыми устройствами, предназначенными для работы в жестких условиях эксплуатации оборудования промышленной автоматизации, солнечных инверторов и зарядных устройств электрических транспортных средств. Самые миниатюрные в мире оптически изолированные драйверы IGBT и драйвер интеллектуальных силовых модулей в корпусах LSSO5 с размерами всего 2.5 мм × 2.1 мм позволяют до 35% уменьшить монтажную площадь печатной платы по сравнению с другими устройствами, предлагаемыми на рынке.



Новые драйверы IGBT RV1S9231A с выходным током 2.5 А и RV1S9207A с выходным током 0.6 А, а также драйвер интеллектуальных силовых модулей RV1S9209A с высоким активным выходным уровнем, выпускаемые в низкопрофильных корпусах LSSO5 с

расстоянием между выводами 0.65 мм, обеспечивают напряжение изоляции 5000 В с.к.з. и выдерживают суровые условия эксплуатации, сохраняя работоспособность при высоких температурах до 125 °С. Триада оптопар поддерживает 200- и 400-вольтовые системы с усиленной изоляцией, отвечая строгим требованиям стандартов промышленной безопасности, включая стандарт UL61800-5-1 для оборудования драйверов двигателей.

Renesas определила и создала типовые архитектуры систем для различных приложений, использование в которых продуктов семейства RV1S92xxA дает ощутимый выигрыш в характеристиках, и назвала каждую из них «Выигрышная комбинация» («Winning Combination»). Например, новая «Выигрышная комбинация» для драйверов переменного тока и инверторов зеленой энергетики с продуктами семейства RV1S92xxA позволит клиентам сократить размеры своего промышленного оборудования и инверторных систем, соответствующих стандарту UL61800-5-1. «Выигрышные комбинации» Renesas – это проверенные системные архитектуры, состоящие из взаимно совместимых устройств, без проблем объединяемых в одном устройстве.

## Доступность

Оптопары RV1S9209A, RV1S9231A и RV1S9207A уже доступны для приобретения через всемирную сеть дистрибьюторов Renesas.

# TDK представляет революционную МЭМС-платформу для измерения концентрации углекислого газа

Корпорация TDK выпустила основанную на МЭМС датчике миниатюрную малопотребляющую сенсорную платформу InvenSense TCE-11101 для прямого и точного измерения абсолютной концентрации CO<sub>2</sub> в быто-

вых, медицинских, автомобильных и других приложениях, а также в системах IoT. В TCE-11101 реализована новая технология, укрепляющая лидерство TDK в области датчиков для новых приложений и решений. Устрой-

ство стало частью нового семейства SmartEnviro. Его небольшие размеры и сверхнизкая потребляемая мощность позволяют создавать бытовые и коммерческие устройства всех форм и размеров, не нуждающиеся в сетевой розетке. TCE-11101 выпускается в 28-контактном корпусе LGA с размерами 5 мм × 5 мм × 1 мм и требует минимального количества внешних компонентов для создания законченной конструкции.



В имеющихся в настоящее время газовых датчиках используются громоздкие, энергоемкие и дорогостоящие оптические методы, или изначально неточный подход «eCO<sub>2</sub>» (CO<sub>2</sub>-эквивалент). TCE-11101 основан на новаторской технологической платформе, ставшей возможной благодаря найденному TDK уникальному сочетанию новых материалов, производственных МЭМС-процессов и возможностей искусственного интеллекта и машинного обучения, и обеспечившей решение для точного измерения концентрации CO<sub>2</sub>, размеры которого на порядки меньше традиционных датчиков, а потребление мощности составляет менее 1 мВт.

TCE-11101 значительно расширяет возможности использования детекторов CO<sub>2</sub> в широком спектре новых и существующих приложений, где применение традиционных датчиков невозможно из-за проблем с размерами и мощностью, или просто из-за их высокой стоимости, а решения «eCO<sub>2</sub>» не обеспечивают требуемых характеристик. Например, TCE-11101 идеально подходит для таких приложений, как стационарный или роботизированный контроль качества воздуха в помещениях. Кроме того, в таких приложениях, как адаптивные системы вентиля-

ции, TCE-11101, точно измеряя концентрацию CO<sub>2</sub>, дает возможность оценивать занятость помещения, снабжая системы HVAC (системы отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха) информацией, которая может использоваться для оптимизации энергопотребления HVAC в умных зданиях или умных домах.

Особенности и преимущества семейства SmartEnviro:

- Сверхнизкая потребляемая мощность;
- Прямое измерение концентрации CO<sub>2</sub>;
- Цифровой интерфейс I<sup>2</sup>C;
- Миниатюрные размеры;
- Очень широкий диапазон измерений от 400 ppm до 50,000 ppm;
- Интегрированное решение с возможностью внутрисхемного программирования с помощью 16-разрядного микроконтроллера;
- Фоновая калибровка, обеспечивающая долговременную стабильность;
- Отвечают требованиям директив RoHS и Green.

Сенсорная платформа содержит следующие устройства:

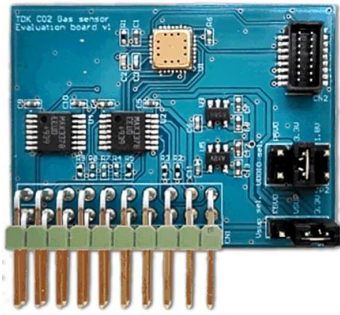
#### • TCE-11101

TCE-11101 упаковывается в 28-контактный корпус LGA размером 5 мм × 5 мм × 1 мм с металлической крышкой и фильтром, защищающим от проникновения посторонних частиц и увеличивающим срок службы датчика. Устройство содержит специализированную микросхему, обеспечивающую автоматическую калибровку, обработку данных и поддержку последовательного интерфейса для вывода информации и конфигурирования, что делает его невероятно простым для интеграции практически в любое приложение, а низкое энергопотребление позволяет использовать его в устройствах с батарейным питанием.

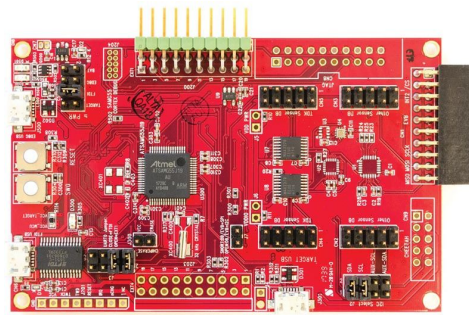
#### • DK-11101

Комплексный оценочный набор, поддерживаемый программным обеспечением, поможет разработчикам быстро оценить TCE-11101 и интегрировать его в свой следующий проект.





Оценочная плата TCE-11101 (дочерняя плата).



Оценочный набор DK-11101 (материнская плата).

## Основные области применения

- Жилище;
- Промышленность;
- Автомобилестроение;

- Здоровоохранение;
- Интернет вещей;
- Робототехника;
- Системы отопления, вентиляции и кондиционирования воздуха.

# Maxim представляет самый малозумящий в отрасли усилитель класса D/G с рекордно низким потреблением мощности

*Уровень шума микросхемы аудиоусилителя мощности MAX98396 с 20-вольтовым цифровым входом на 50 процентов ниже, чем у других аналогичных приборов, что позволяет размещать динамики в почти бесшумной среде*

Компания Maxim Integrated Products представила усилитель динамика MAX98396 класса D/G с самым низким в отрасли уровнем шума и самым низким энергопотреблением в режиме покоя, которое почти в пять раз меньше, чем у аналогичных усилителей. Аудиоусилитель мощности с 20-вольтовым цифровым входом потребляет в режиме покоя 12.7 мВт, не только соответствуя, но и превосходя отраслевые нормативы энергопотребления, установленные для постоянно включенных портативных Bluetooth и интеллектуальных динамиков. Низкий среднеквадратичный уровень шума 15.5 мкВ микросхемы MAX98396 на 50 процентов ниже, чем у ближайшего конкурента, что позволяет размещать динамики в почти бесшумных местах.

MAX98396 – это новейшее дополнение к линейке усилителей класса D/G компании Maxim, отличающееся самым низким в отрас-



ли потреблением мощности, самым низким уровнем шума и самым высоким тепловым КПД, что необходимо для питающихся от батарей постоянно включенных Bluetooth и интеллектуальных динамиков. Лучший в отрасли КПД мощности позволяет нагружать динамик сильнее и дольше, прежде чем он достигнет температурного предела. Кроме того, MAX98396 может работать с ультразвуву-

ком с полосой 45 кГц и выделенным каналом передачи данных. В сочетании с программным обеспечением искусственного интеллекта и ультразвуком это обеспечивает возможность бесконтактного распознавания жестов, обнаружения присутствия и определения приближения.

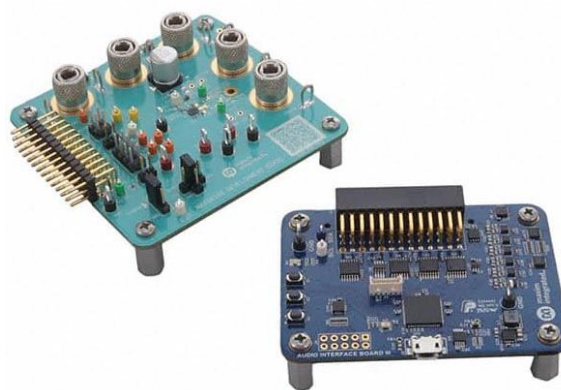
## Основные преимущества

- **Сверхнизкое потребление мощности:**  
Потребляемая MAX98396 мощность составляет 12.7 мВт при напряжении питания 12 В, что почти в пять раз меньше, чем у аналогичных усилителей. Низкое энергопотребление в режиме ожидания соответствует отраслевым нормативным требованиям, установленным для постоянно включенных динамиков, и даже превосходит их.
- **Сверхнизкий уровень шума:**  
Уровень шума 15.5 мкВ с.к.з. микросхемы MAX98396 на 50 процентов ниже, чем у ближайшего конкурента, что позволяет размещать динамики в почти бесшумных местах.
- **Поддержка ультразвукового диапазона:**  
Повышенная до 192 кГц частота дискретизации MAX98396 и обходной путь для

ультразвукового сигнала предотвращают ослабление ультразвукового сигнала при обработке звука.

## Доступность и цены

Микросхему MAX98396 можно приобрести на веб-сайте Maxim Integrated и у официальных дистрибьюторов компании. Цена одного устройства в партии от 1000 штук составляет \$1.12 (FOB США). Кроме того, за \$184 можно купить оценочный набор MAX98396EVSYS.

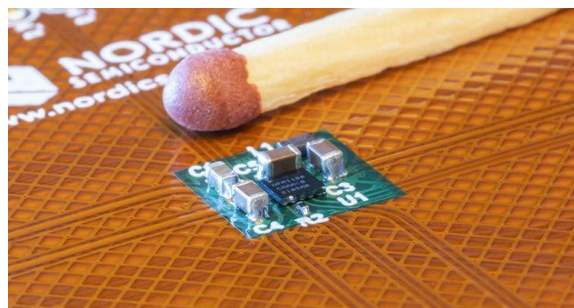


Оценочный набор MAX98396EVSYS.

## Nordic запускает в производство миниатюрную микросхему управления питанием со сверхнизким током потребления

*nPM1100 – это первая микросхема управления питанием в портфеле Nordic, объединившая в компактном корпусе WLCSP USB-совместимое устройство заряда Li-ion/Li-Po аккумуляторов и высокоэффективный понижающий DC/DC преобразователь*

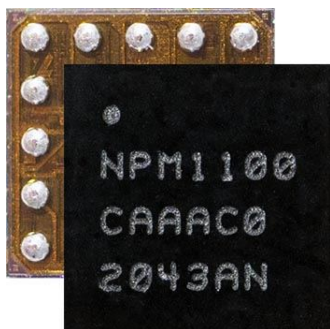
Nordic Semiconductor сообщила о начале производства своей первой ИС управления питанием – nPM1100. Новая микросхема сочетает в себе входной USB-совместимый стабилизатор напряжения с защитой от перенапряжений, 400-миллиамперное устройство зарядки аккумуляторов и понижающий DC/DC стабилизатор с током нагрузки до 150 мА в корпусе WLCSP с размерами 2.075 мм × 2.075 мм. Микросхема обеспечивает надежное питание и устойчивую работу много-протокольных систем на кристалле



(СНК) компании Nordic серий nRF52 и nRF53, при этом максимально продлевая время авто-



номной работы от аккумулятора. Устройство также может быть использовано в качестве универсальной микросхемы управления питанием для любых приложений, питающихся от литий-ионных либо литий-полимерных аккумуляторов. Исключительно малая площадь, занимаемая этой микросхемой на плате, делает ее идеальным выбором для современных портативных устройств, носимых медицинских приборов и другой миниатюрной электроники.



В устройствах на базе СнК nRF52/nRF53, использующих Bluetooth LE и питание от Li-ion или Li-Po аккумуляторов, встроенное в nPM1100 зарядное устройство позволит обойтись без входных каскадов стабилизации этих СнК. Кроме того, при использовании в такой конфигурации высокий КПД понижающего регулятора микросхемы nPM1100 снижает общее энергопотребление устройства, а его выходной ток 150 мА позволяет увеличить ток, доступный другим компонентам системы, примерно с 10 мА до 100 мА.

### Сверхмалый ток потребления

Особенностью nPM1100 является сверхнизкий ток потребления 700 нА (типичное значение), который может быть дополнительно снижен до 470 нА в так называемом «транспортном режиме». В этом режиме также отключается выход микросхемы, обеспечивая минимальный разряд аккумулятора при транспортировке устройства. Законченное решение для управления питанием вместе с пассивными компонентами занимает на плате всего лишь 23 мм<sup>2</sup> площади (которая увеличивается до 27 мм<sup>2</sup> при оптимизации характеристик). Это намного меньше, чем у подобных продуктов конкурентов.

Входной регулятор микросхемы, работающий либо от входа USB с напряжением от 4.1 В до 6.6 В, либо от входа подключения батареи с напряжением от 2.3 до 4.35 В, может выдавать нестабилизированное напряжение от 3 В до 5.5 В при токе до 500 мА. Устройство поддерживает обнаружение USB портов SDP (Standard Downstream Port), CDP (Charging Downstream Port) и DCP (Dedicated Charger Port). Защищенный от перенапряжений входной регулятор выдерживает броски напряжения до 20 В.

Интегрированное зарядное устройство, удовлетворяющее требованиям ассоциации JEITA, может заряжать Li-ion/Li-Po аккумуляторы током от 20 мА до 400 мА, выбираемым с помощью одного внешнего резистора, до, также выбираемого, конечного напряжения 4.1 В или 4.2 В. Микросхема содержит цепи тепловой защиты аккумулятора и автоматического выбора из трех возможных режимов зарядки: автоматическая капельная, постоянным током и постоянным напряжением. Имеется также функция ограничения разрядного тока.

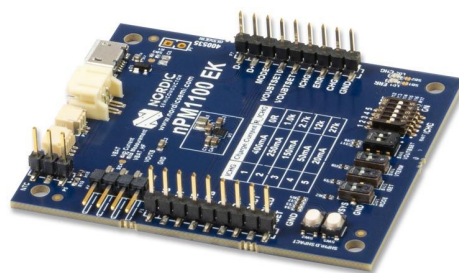
### Стабилизатор напряжения с высоким КПД

Высокоэффективный понижающий DC/DC регулятор напряжения работает с КПД более 90%, начиная с токов нагрузки менее 100 мкА. Он питается от входного стабилизатора системы и обеспечивает ток нагрузки до 150 мА при дискретно выбираемых выходных напряжениях 1.8 В, 2.0 В, 2.7 В или 3.0 В. В регуляторе реализованы функции мягкого запуска и автоматического перехода между гистерезисным режимом и режимом широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Поддерживается также режим принудительной ШИМ, обеспечивающий минимально возможный уровень создаваемых помех.

nPM1100 не требует программного конфигурирования, поскольку все установки задаются с помощью внешних выводов. Микросхема совместима с любыми устройствами, напряжения питания и потребляемые токи которых не превосходят ее возможностей. Диапазон рабочих температур составляет от -40 до +85 °С.

## Оценочный комплект

В дополнение к новой ИС управления питанием выпущен «Оценочный комплект для nPM1100». Оценочный комплект имеет переключатели для выбора всех настроек, кнопки активации и сброса «транспортного режима», а также разъемы для подключения аккумулятора и USB. Кроме того, все выводы микросхемы подключены к внешним штыревым контактам. Когда требуется удаленное управление конфигурацией, эти контакты имеют более высокий приоритет, чем переключатели настроек. Оценочный комплект дает возможность тестировать возможности nPM1100 совместно с существующими приложениями без необходимости создания специального оборудования. Он может получать питание от USB через установленный на плате разъем micro-USB, от внешнего источника постоянного тока через штыревые контакты, а также



Оценочный набор для микросхемы nPM1100.

от аккумулятора через специальный разъем или через один из штыревых контактов. Оценочный комплект может использоваться с другими комплектами разработчика, выпущенными Nordic, или для проверки совместимости микросхемы управления питанием с продуктами других компаний.

nPM1100 выпускается серийно, образцы доступны уже сейчас.

## Контроллер Raspberry Pi теперь можно купить отдельно

Nick Flaherty

eeNews Europe

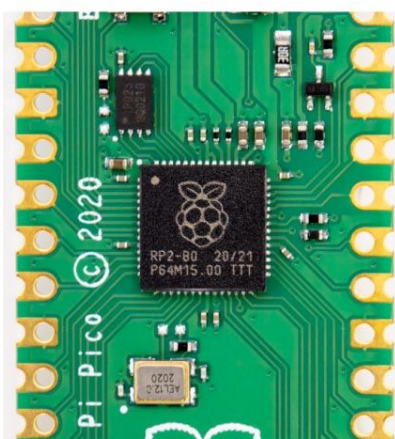
Компания Farnell начала поставки в качестве самостоятельного продукта микросхемы контроллера RP2040, используемого в Raspberry Pi.

Двухпроцессорный контроллер используется в плате Raspberry Pi Pico, продаваемой за \$4, и обеспечивает высокую производи-

тельность для целочисленных вычислений, большой объем встроенной памяти и широкий спектр опций ввода-вывода, что делает его гибким решением для широкого круга приложений микроконтроллеров.

Разработчикам систем доступны два ядра ARM Cortex-M0+, тактируемых частотой 133 МГц, 264 КБ встроенного статического ОЗУ и 30 многофункциональных входов/выходов общего назначения. Расширенная поддержка часто используемых периферийных устройств обеспечивается специализированными аппаратными блоками, программируемой подсистемой ввода-вывода, а также четырехканальным АЦП с внутренним датчиком температуры и встроенным интерфейсом USB 1.1 с поддержкой хоста и устройств.

«Мы рады, что Raspberry Pi решила выпустить этот чип в продажу в качестве отдельного компонента, – сказал Ли Тернер (Lee



Turner), руководитель отдела полупроводников и одноплатных компьютеров компании Farnell. – Raspberry Pi Pico, в основе которой лежит RP2040, пользуясь огромной популярностью у потребителей, демонстрирует большой потенциал для преобразования рынка микроконтроллеров, и может иметь такое же

значение, какое имела плата Raspberry Pi для развития одноплатных вычислений. Теперь клиенты могут на этапе проектирования использовать Raspberry Pi Pico, а для массового производства переходить на RP2040, что даст максимальную гибкость и возможности инженерам-разработчикам».

## Texas Instruments представляет первые в отрасли DC/DC контроллеры с интегрированным активным фильтром электромагнитных помех

*С помощью новых понижающих контроллеров от TI разработчики смогут оптимизировать размеры и уровень излучаемых помех источников питания в промышленной и автомобильной электронике*

Texas Instruments (TI) представила новое семейство контроллеров синхронных понижающих DC/DC преобразователей, которые позволят уменьшить размеры источников питания и снизить уровень излучаемых ими электромагнитных помех (EMI). Наличие в микросхемах LM25149-Q1 и LM25149 встроенных активных фильтров электромагнитных помех (active EMI filter – AEF) и использование технологии двойного случайного расширения спектра (dual-random spread-spectrum – DRSS) позволяет инженерам вдвое сократить площадь внешнего фильтра EMI и снизить кондуктивные помехи источника питания до уровня 55 дБмкВ в нескольких диапазонах частотного спектра или добиться оптимального сочетания уменьшенных размеров фильтра и низкого уровня электромагнитных помех.

Снижение электромагнитных помех в источниках питания становится все более серьезной проблемой проектирования, особенно в связи с ростом насыщенности электронными компонентами современных систем помощи водителю, автомобильных информационно-развлекательных систем, приборных панелей, оборудования автоматизации зданий, а также аэрокосмических и оборонных конструкций. Традиционный способ обеспечения соответствия устройства требованиям к уровню кондуктивных помех



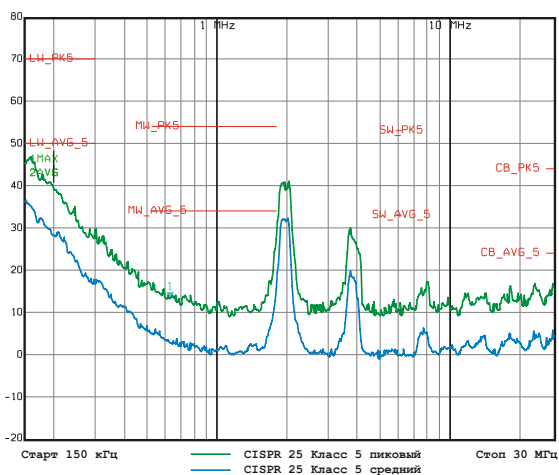
заключается в увеличении размера внешнего пассивного фильтра EMI, что, в свою очередь, увеличивает общие размеры источника питания. Интеграция AEF в понижающие контроллеры LM25149-Q1 и LM25149 позволит инженерам не только разрабатывать источники питания, отвечающие требованиям стандартов EMI, но и увеличить их удельную мощность.

Снижение кондуктивных помех во всем частотном диапазоне, регламентированном Классом 5 CISPR 25 Наиболее строгими отраслевыми требованиями в части EMI являются автомобильные спецификации CISPR 25 Класса 5, разработанные Международным специальным комитетом по борьбе с радиопомехами. Понижающие контроллеры LM25149-Q1 и LM25149 помогут инженерам в создании оборудования, соответствующего этим требованиям, снижая уро-



вень кондуктивных помех в нескольких частотных диапазонах. Интегрированный AEF помогает обнаруживать и ослаблять кондуктивные помехи в низкочастотном диапазоне от 150 кГц до 10 МГц, позволяя инженерам снижать уровень электромагнитных помех на 50 дБмкВ на частоте переключения 440 кГц по сравнению с конструкцией с отключенным AEF, или на 20 дБмкВ по сравнению с конструкцией, снабженной типичным пассивным фильтром. В обоих случаях технология DRSS дополнительно снижает EMI еще на 5 дБмкВ в диапазонах низких и высоких частот.

Для дополнительного уменьшения EMI оба понижающих контроллера могут синхронизироваться от внешнего генератора, давая инженерам возможность снизить нежелательные частоты биений в приложениях, чувствительных к помехам.



Характеристики EMI в сравнении с нормами CISPR 25 в диапазоне от 150 кГц до 30 МГц.

## Сокращение размеров внешнего фильтра EMI при минимизации стоимости решения

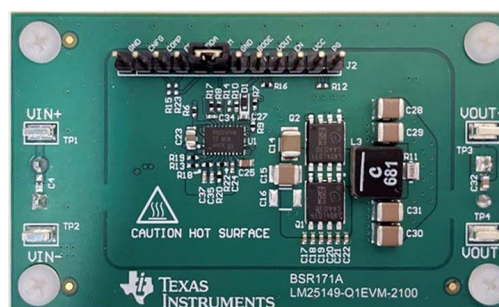
Требования поддержания низкого уровня электромагнитных помех в импульсных источниках питания и минимизации размеров решения, как правило, противоречат друг другу. Понижающие контроллеры LM25149-Q1 и LM25149 позволяют инженерам соблюдать требования строгих стандартов EMI за счет уменьшения площади и объема пассив-

ного фильтра помех. По сравнению с конкурирующими решениями инженеры могут почти до 50% сократить площадь и более чем на 75% уменьшить объем входного фильтра электромагнитных помех на частоте 440 кГц. Снижая нагрузку на пассивные элементы фильтрации, AEF уменьшает их размеры, объем и стоимость, позволяя инженерам достичь минимально возможного уровня EMI.

Дополнительное увеличение плотности мощности обеспечивается контроллерами LM25149-Q1 и LM25149 за счет возможности параллельного соединения двух микросхем, синхронизируемых сигналами с перекрывающимися фазами, интегрированных бутстрепных диодов и внутренних цепей частотной коррекции и обратной связи по выходному напряжению, что, в свою очередь, снижает сложность конструкции и ее стоимость. Для дальнейшей оптимизации конструкций инженерам также предоставлена возможность использования внешних цепей обратной связи и частотной коррекции.

## Корпус, доступность и цены

Опытные партии 42-вольтовых микросхем LM25149-Q1 и LM25149 доступны для заказа на сайте TI в 24-контактных корпусах VQFN размером 3.5 мм × 5.5 мм. Цены, установленные для одного прибора при покупке 1000 штук начинаются от \$1.42 и \$1.20, соответственно. За \$75 на сайте TI можно приобрести оценочный модуль LM25149-Q1EVM-2100. Массовое производство обоих устройств TI предполагает начать в четвертом квартале 2021 года. Кроме того, в настоящее время TI работает над созданием совместимых по выводам 80-вольтовых версий обеих микросхем.



Оценочный модуль LM25149-Q1EVM-2100.

# Dialog Semiconductor разработала самую малопотребляющую в отрасли микросхему флеш-памяти

*Семейство AT25EU продуктов NOR Flash со сверхнизким энергопотреблением и быстрым считыванием обеспечивает значительно меньшее время стирания и функции энергосбережения для увеличения времени автономной работы устройств IoT*

Dialog Semiconductor объявила о готовности к началу производства микросхем памяти SPI NOR Flash семейства AT25EU, предназначенных для поддержки разработки энергосберегающих и ограниченных по габаритам подключаемых устройств. При создании AT25EU акцент делался на минимизацию энергопотребления за счет достижения максимальной скорости работы и снижения рассеиваемой мощности.



Ключевым отличием семейства продуктов AT25EU от существующих решений SPI NOR Flash является значительное снижение общего энергопотребления без ущерба для быстродействия. Обеспечивая лучшую в отрасли скорость чтения при наименьшем потреблении мощности, это семейство также отличается значительно меньшим временем стирания при намного более низких затратах энергии.

Например, 2-мегабитная микросхема AT25EU0021A может выполнить полное стирание чипа менее чем за 10 мс, затратив на это менее 1 процента энергии, необходимой конкурирующим устройствам, которым для выполнения этой же операции может потре-

боваться целая секунда или больше. Возможность выполнять операции стирания быстрее и с меньшим энергопотреблением повышает эффективность таких функций, как беспроводное обновление, отслеживание событий и регистрация данных.

В семействе флеш-памяти со сверхнизким энергопотреблением также реализованы различные функции энергосбережения, включая широкий диапазон рабочих напряжений (от 1.65 до 3.6 В), увеличивающий срок службы батареи, и режим глубокого сна с потреблением тока от 100 до 300 нА, позволяющий экономить энергию, когда устройство не используется.

Исключительное малое время стирания в сочетании с низкой рассеиваемой мощностью при высокой скорости работы значительно снизит общее потребление энергии в любой системе. Это делает новые приборы идеальным решением для увеличения времени работы небольших устройств IoT с батарейным питанием.

Первые устройства семейства AT25EU будут предлагаться в конфигурациях 1 Мбит и 2 Мбит, а образцы для тестирования будут доступны во втором квартале 2021 года. Планируется расширение этого семейства устройствами емкостью до 16 Мбит.

## Сверхмалопотребляющая память SPI NOR Flash:

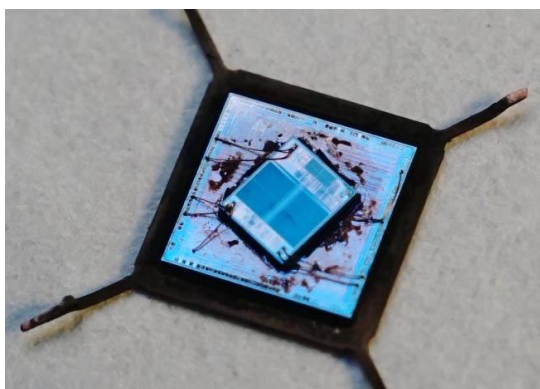
Прибор	Емкость	Скорость	Диапазон VCC
AT25EU0021A	2 Мбит	85 МГц	1.65...3.6 В
AT25EU0011A	1 Мбит	85 МГц	1.65...3.6 В

# Микроконтроллеры GD32E5 от компании GigaDevice



*Зубарев Святослав, г. Смоленск*

**В** последние несколько месяцев на рынке электронных компонентов отчетливо наблюдается ситуация аллокейшена (дефицита) и следующее за ним явление ценовой турбулентности. По данным свежего прогноза J.P. Morgan, объемы поставок полупроводников в настоящее время находятся на 10-30% ниже уровня спроса, и потребуется минимум три-четыре квартала, чтобы предложение догнало спрос, а затем еще один-два квартала на восстановление складских запасов клиентов и каналов сбыта до их нормального уровня. Если в дополнение к этому учесть тот факт, что Россия потребляет менее 2% мирового выпуска электроники и снабжается компонентами скорее по остаточному принципу, а сами дистрибьюторы называют компоненты, попадающие на российский рынок, «объединками», то станет ясно, что российским произ-



**Рисунок 1.** Срез корпуса микроконтроллера GigaDevice.

водителям электроники, а вслед за ними и поставщикам компонентов следуют обратить пристальное внимание на альтернативные варианты от менее популярных производителей. В первую очередь это касается высокотехнологичных компонентов, таких как микроконтроллеры, одним из «альтернативных» производителей которых является китайская компания GigaDevice, не так давно представившая новую серию высокопроизводительных микроконтроллеров с низким энергопотреблением на базе ядра Cortex-M33 – GD32E5 [1].

## Продукция GigaDevice

Компания GigaDevice была основана в 2005 году в Пекине и изначально вышла на китайский рынок с микросхемами памяти. Сейчас компания производит широкий спектр SPI NOR Flash и SPI NAND Flash и занимает третье место в мире по объемам продаж в сегменте микросхем энергонезависимой памяти с объемом производства более 1 млрд штук в год. Однако одними микросхемами памяти номенклатура продукции компании не ограничивается; в 2013 году GigaDevice приобрела лицензию на ядро ARM Cortex-M3 и объявила о начале производства собственных 32-битных микроконтроллеров GD32. Вслед за микроконтроллерами на ядре Cortex-M3 появились и устройства на базе Cortex-M4, Cortex-M23 и Cortex-M33. Стоит отметить интересный факт: поскольку GigaDevices уже довольно





## Продукция компании GigaDevice



Рисунок 2. Продукция компании GigaDevice.

давно является серийным производителем микросхем памяти, это в некотором роде повлияло и на структуру производимых компанией микроконтроллеров. В частности, вместо того чтобы идти обычным путем изготовления матриц Flash и SRAM, компания решила использовать отдельную последовательную Flash (Рисунок 1).

Использование последовательной Flash позволяет GigaDevice значительно увеличить максимальный размер памяти в своих микроконтроллерах (в настоящий момент он достигает 3 Мбайт) и значительно сэкономить на лицензионных сборах ARM.

Помимо микросхем памяти и микроконтроллеров, GigaDevice также занимается изготовлением различного рода датчиков для IoT-приложений (Рисунок 2), а одной из отличительных особенностей компании является упор на исследовательскую деятельность и разработку новых решений – более 55% от штата сотрудников занимаются исследованиями и разработками, а на счету компании числится более 200 патентов и около 600 заявок.

Помимо отдельных компонентов, компания также предлагает своим клиентам отладочные наборы для быстрого и простого ознакомления с возможностями микроконтроллеров, а также специальный софт для загрузки

и/выгрузки кода и библиотеки для работы в популярных IDE, таких как IAR, которые с недавнего времени стали официальным партнером GigaDevice. Также не так давно компания GigaDevice в сотрудничестве с бельгийским стартапом Embeetle начала разработку собственной IDE для микроконтроллеров на базе ARM и RISC-V (Рисунок 3).

Еще одной интересной новостью для разработчиков является официальная поддержка 32-битных микроконтроллеров GD32 платформой Amazon Web Services (AWS), что значительно расширяет возможности построения современных решений на рынке Интернета вещей, 5G, дата-центров и других высокотехнологичных областей.

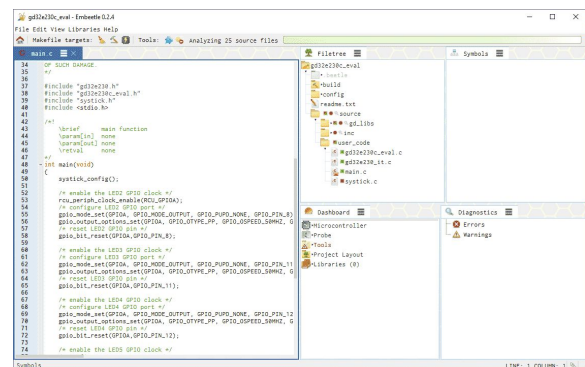


Рисунок 3. Внешний вид Embeetle IDE.

## Микроконтроллеры семейства GD32E5

Одним из последних новшеств компании GigaDevice является представленная 28 июля 2020 года серия высокопроизводительных микроконтроллеров с низким энергопотреблением GD32E5. Новое семейство микроконтроллеров построено на базе ядра Cortex-M33 архитектуры ARMv8-M и в первую очередь предназначено для использования во встраиваемых приложениях, таких как высокоточные промышленные системы, решения для управления двигателями, источники питания, измерительные приборы, приложения для обработки смешанных сигналов и так далее (Рисунок 4).

GD32E5 способны работать с частотой до 180 МГц и показывают впечатляющие результаты при проведении тестов на производительность (244 DMIPS и 547 CoreMark). По сравнению с микроконтроллерами компании, построенными на ядре Cortex-M4, произво-



**Рисунок 4.** Внешний вид микроконтроллеров GD32E5.

дительность выросла на 10-20%, а если для сравнения брать продукты на базе Cortex-M23, то тут разница составит уже более 40%.

В настоящий момент семейство GD32E5 представлено 23 моделями микроконтроллеров в 4 различных типах корпусов, которые разделены на три серии общего назначения и

## Новая серия **DDR-480** – мощный DC/DC на DIN-рейку



- Безвентиляторная конструкция
- Входной диапазон 2:1
- Широкий диапазон температуры -40...+80°C
- Усиленная изоляция 4000 В
- Пиковая нагрузка 150%
- Параллельное включение для увеличения мощности до 1920 Вт (3 + 1)
- Регулировка выходного напряжения ( $\pm 15\%$ )
- Гарантия 3 года

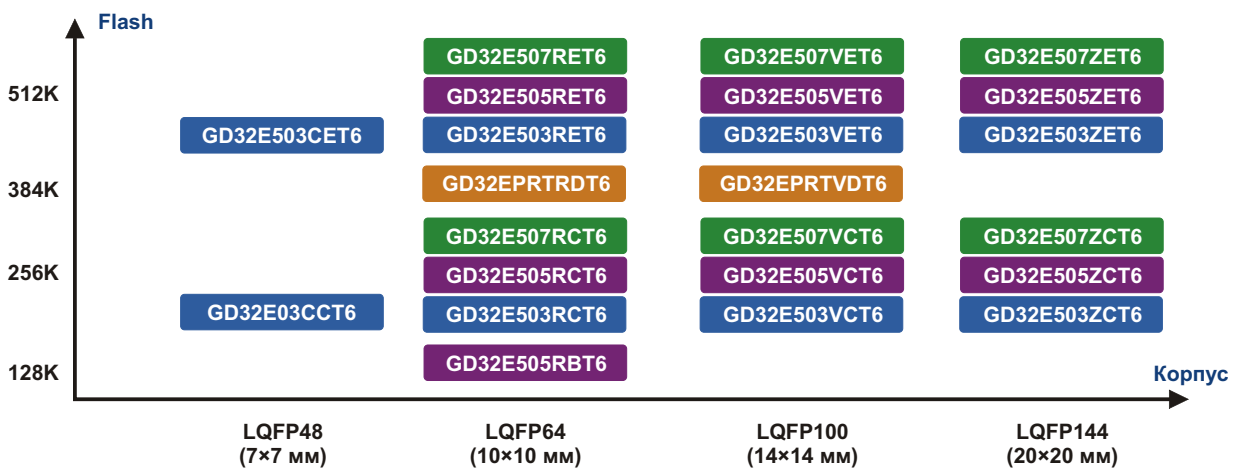


Рисунок 5. Номенклатура микроконтроллеров семейства GD32E5 от GigaDevice.

одну специальную серию. Каждая из представленных серий обладает своими особенностями (Рисунок 5):

- GD32E503: наличие интерфейса USB 2.0 FS;
- GD32E505: интерфейс USB 2.0 HS OTG, TMU (ускоритель тригонометрических функций с поддержкой вектора, синуса и косинуса, экспоненты, десятичного логарифма и других тригонометрических операций);
- GD32E507: интерфейсы USB 2.0 HS OTG, Ethernet и ускоритель TMU;
- GD32EPRT: 4 МБ PSRAM, интерфейсы USB 2.0 FS и Ethernet.

Все четыре серии микроконтроллеров производятся с использованием 40-нанометрового техпроцесса в сотрудничестве с компанией TSMC, что помогает повысить энергоэффективность и снизить затраты на разработку.

Что касается технических характеристик GD32E5, то помимо рабочей частоты до 180 МГц, рассматриваемые микроконтроллеры характеризуются встроенной Flash-памятью объемом до 512 КБ, разделенной на 2 банка, что позволяет выполнять одновременные операции чтения и записи. Кроме того, в микроконтроллер встроен блок защиты памяти (MPU), что дополнительно повышает надежность системы, а также контроллер SQPI, позволяющий выполнять подключение внешних запоминающих устройств SQPI Flash и SQPI PSRAM. Объем собственной PSRAM в некоторых моделях GD32E5

(например, моделях серии GD32EPRT) может достигать 4 МБ.

Напряжение питания GD32E5 составляет от 1.7 до 3.6 В, а сами микроконтроллеры имеют 5 различных режимов энергопотребления. Рабочий ток микроконтроллера со всеми включенными периферийными устройствами и в режиме полной нагрузки составляет всего 332 мкА/МГц, что на 32% ниже, чем у микроконтроллеров GD32F4 на базе ядра ARM Cortex-M4. Минимальное же значение тока потребления в режиме ожидания при питании от внешней батареи составляет 0.7 мкА.

Что касается интерфейсов и периферии, то тут GD32E5 могут предложить новый двухфункциональный контроллер USB 2.0 OTG со встроенным аппаратным PHY, обеспечивающим скорость до 12 Мбит/с в полноскоростном (FS) режиме работы и до 480 Мбит/с в высокоскоростном (HS) режиме. Также на борту микроконтроллеров имеются два высокоскоростных USART со скоростью передачи данных 9 Мбит/с, три I<sup>2</sup>C, (скорость передачи данных 1 Мбит/с), три SPI (скорость передачи 25 Мбит/с), MDIO, два высокоскоростных компаратора с возможностью настройки, три 12-битных АЦП, два ЦАП и так далее. GD32E5 также объединяет в себе три интерфейса CAN-FD с максимальной скоростью передачи данных 6 Мбит/с и один адаптивный контроллер Fast Ethernet (10/100 Мбит/с), который может значительно помочь в разработке приложений для сетевой инфраструктуры.

К другим особенностям GD32E5 следует отнести встроенный таймер сверхвысокого



разрешения (SHRTimer). Он включает в себя 5 независимых счетчиков, которые могут генерировать 5 групп из 2 сигналов управления ШИМ, а частота сигнала может достигать 11.5 ГГц с максимальным разрешением 90 пс.

Обобщенные технические характеристики семейства GD32E5 приведены ниже:


- **Ядро:** ARM Cortex-M33 ARMv8-M с тактовой частотой до 180 МГц и набором инструкций DSP и FPU одинарной точности.
- **SRAM:** От 80 до 128 Кбайт.
- **Питание:** От 1.7 В до 3.6 В; 5 режимов энергопотребления, защита от ESD 6 кВ.
- **Рабочая температура:** От –40 до +85 °С.
- **Периферия:** Двухфункциональный контроллер USB 2.0 OTG, возможность работы в высокоскоростном (HS, 480 Мбит/с) и полноскоростном (FS, 12 Мбит/с) режимах, SPI, I<sup>2</sup>C, USART, I<sup>2</sup>S, CAN FD, SDIO, Ethernet, 3× 12-битных АЦП 2.5 МГц с 16× каналами, 2× 12-битных ЦАП, таймер сверхвысокого разрешения (SHRTimer) с 5 независимыми счетчиками, сверхбыстрые компараторы с задержкой распространения 22 нс.
- **Корпуса:** 7×7 мм LQFP48, 10×10 мм LQFP64, 14×14 мм LPFP100, 20×20 мм LQFP144.

Если говорить об аналогах, то наиболее схожим по техническим характеристикам с GD32E5 микроконтроллером является STM32L5. Однако между этими микроконтроллерами существует одно важное отличие. Дело в том, что, несмотря на то, что оба семейства построены на ядрах ARM Cortex-M33 ARMv8-M, подразумевающих наличие особой функции TrustZone, позволяющей разделить память, интерфейсы и периферию на два изолированных сегмента – защищен-

ный и незащищенный, – в документации на семейство GD32E5 нет ни одного упоминания об этой функции и, соответственно, непонятно как с ней работать.

## Заключение

Компания GigaDevice и ее 32-битные микроконтроллеры на базе архитектуры ARM определенно заслуживают внимания не только из-за сравнительно высоких характеристик производительности, но и за счет подробной документации на английском языке, а также библиотек для работы в популярных IDE, чем могут похвастаться далеко не все китайские производители. Микроконтроллеры GD32E5, построенные с использованием 40-нанометрового техпроцесса TSMC, являются одним из последних продуктов компании и предлагают разработчикам широкие возможности по сравнительно низким ценам, что особенно актуально в условиях очередного кризиса.

*«GD32E5 – это первый китайский микроконтроллер общего назначения на ядре ARM Cortex-M33. Благодаря объединению усилий с TSMC мы разработали экономически эффективное решение для высокоточных промышленных систем управления и потребительских приложений, требующих высокоскоростной работы с большими объемами данных. Мы продолжаем поддерживать и расширять экосистему GD32, углубляться в потребности рынка и отдельных отраслей, расширяя тем самым возможности разработки для наших клиентов». – Эрик Цзинь (Eric Jin) директор по маркетингу GigaDevice. *

## Ссылки

1. [GD32 ARM Cortex-M33 Microcontrollers](#)

# Оценка преимуществ сверхширокополосных короткоимпульсных систем

Steve Arar

All About Circuits

На примере импульсных систем рассмотрим преимущества сверхширокополосной технологии по сравнению с другими технологиями беспроводной связи ближнего действия

Сверхширокополосная (СШП) связь (ultra-wideband, UWB) – это технология связи ближнего действия, подобная Wi-Fi или Bluetooth, которая использует относительно и/или абсолютно очень широкую полосу частот для передачи или приема информации. В соответствии с правилами FCC, СШП устройства могут использоваться на безлицензионной основе в диапазоне 3.1-10.0 ГГц.

В данной статье будут рассмотрены некоторые характеристики СШП технологии.

## СШП сигналы совместно используют радиочастотный спектр

Участки частотного диапазона, выделенного для СШП, уже используются существующими системами связи. Например, как показано на Рисунке 1, часть диапазона около 5 ГГц может использоваться как СШП, так и беспроводными сетями высокой пропускной способности стандарта 802.11а.

СШП пытается более эффективно использовать ограниченные спектральные ресурсы. Как может СШП технология использовать тот же самый спектр, что и уже существующие радиосистемы, не создавая помех? Это дос-

тигается ограничением спектральной плотности мощности электромагнитного сигнала, излучаемого СШП передатчиком.

Согласно требованиям FCC (Федеральной комиссии по связи США, регулятором в области использования радиоспектра), спектральная плотность мощности эксплуатируемого в помещении СШП передатчика должна быть ниже  $-41$  дБ/МГц в диапазоне частот от 3.0 до 10.0 ГГц. Это ограничивает уровень помех, создаваемых СШП устройством.

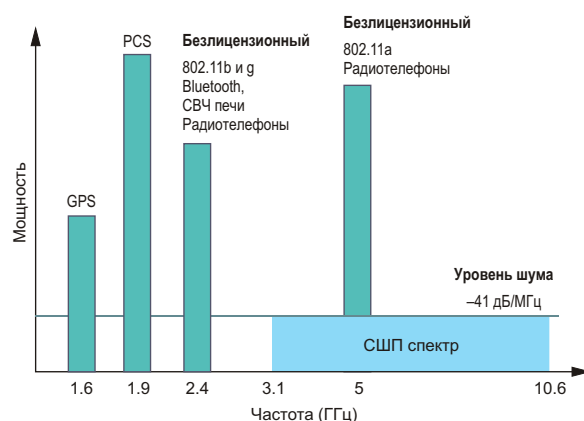
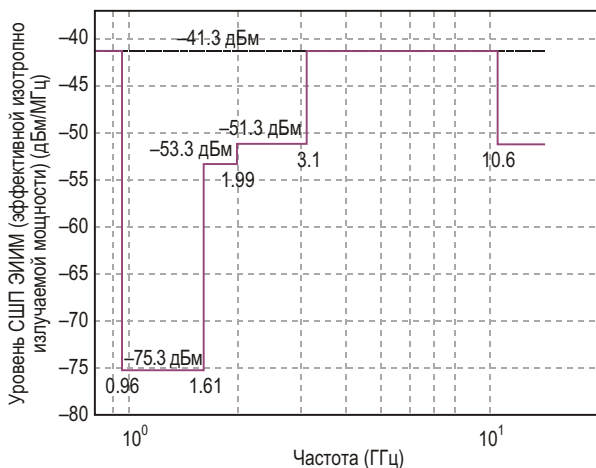


Рисунок 1. Диаграмма, иллюстрирующая работу СШП ниже «уровня шума».



**Рисунок 2.** Спектральная маска СШП передатчика, используемого в помещении.

Показанная на Рисунке 2 спектральная маска отражает требования, предъявляемые FCC к передатчикам, используемым внутри помещения.

UWB обладает преимуществами в отношении скорости передачи данных, невосприимчивости к эффекту многолучевого распространения, высокой точности определения дальности, низкого энергопотребления и простоты реализации. Для лучшего понимания ключевых особенностей этой технологии, рассмотрим класс СШП систем, называемых импульсными радиостанциями.

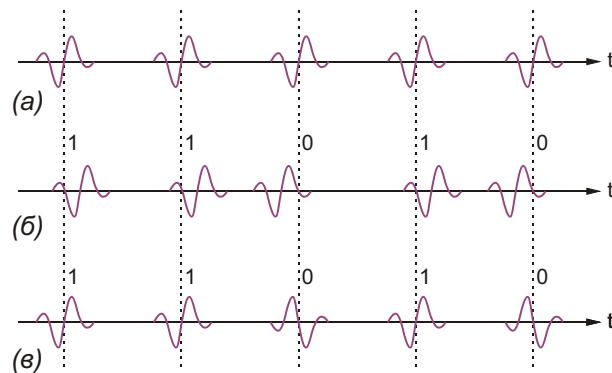
### Импульсные радиостанции

В то время как обычная узкополосная система связи передает непрерывное колебание, в импульсном радио для передачи информации используются ультракороткие импульсы (менее 1 нс), показанные на Рисунке 3.



**Рисунок 3.** Типовая импульсная последовательность, переданная импульсной радиосистемой.

После каждого импульса передатчик «молчит» в течение сравнительно долгого периода. Например, импульсное радиоустройство может передавать одиночный 1-наносекундный импульс за каждый 100- наносекундный интервал. В таком случае говорят о коэффи-

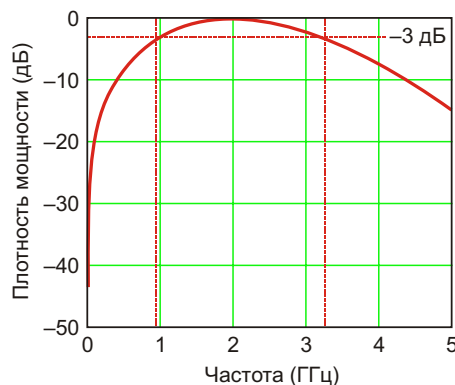
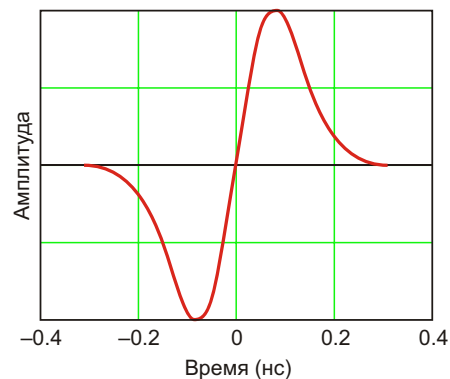


**Рисунок 4.** Позиционно-импульсная модуляция (б) и бифазная модуляция (в) изменяют немодулированную последовательность (а).

циенте заполнения 1% (импульс присутствует в течение 1% времени передачи).

Для передачи информации эти импульсы могут модулироваться различными способами. На Рисунке 4 показано, как меняют импульсную последовательность фазоимпульсная и двухпозиционная фазовая модуляция.

Следует заметить, что короткая длительность соответствует широкой полосе в частотной области (Рисунок 5). Таким образом, в



**Рисунок 5.** Сигналы, переданные импульсной радиосистемой, занимают широкую полосу частот.



соответствии с длительностью сигнала, широкополосный сигнал будет излучаться СШП передающей антенной.

Как центральная частота, так и ширина полосы передаваемых сигналов полностью зависят от ширины импульса.

## Низкое энергопотребление

Поскольку импульсы передаются только в течение малой доли времени передачи, средняя мощность, излучаемая передатчиком, очень низка. Имея мощность передачи порядка микроватт, СШП может продлить срок службы батарей.

## Высокая скорость передачи данных

Благодаря ограниченной мощности излучения, СШП позволяет безлицензионно использовать чрезвычайно широкий спектр. Это дает возможность иметь высокую скорость передачи данных (свыше 100 Мбит/с). Однако из-за очень низкой мощности излучения, приходящейся на каждый бит информации, такая высокая скорость может быть достигнута только на относительно коротком расстоянии порядка 10 м.

При меньших скоростях передачи данных (менее 1 Мбит/с) можно использовать большой коэффициент распространения для поддержки больших расстояний. В Таблице 1 сравниваются скорости и расстояния передачи данных СШП и других технологий радиосвязи.

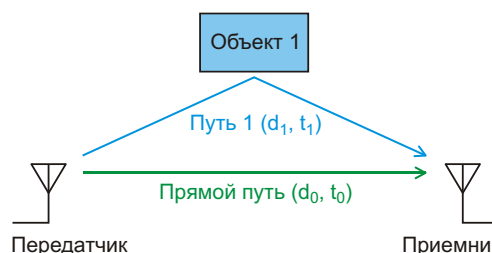
**Таблица 1. Сравнение СШП с другими сопоставимыми технологиями беспроводной связи**

Система	Максимальная скорость обмена (Мбит/с)	Дальность передачи (м)
СШП	100	10
IEEE 802.11a	54	50
Bluetooth	1	10
IEEE 802.11b	11	100

## Устойчивость к эффекту многолучевого распространения

СШП сигналы обладают большей устойчивостью к эффекту многолучевого распространения, чем обычные беспроводные технологии. Предположим, что кроме прямого пути распространения электромагнитных

волн от передатчика к приемнику существует и иной путь, вызванный отражениями от некоторого объекта (Рисунок 6).



**Рисунок 6.** Иллюстрация эффекта многолучевого распространения.

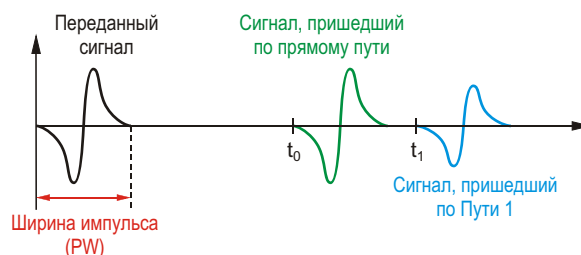
Время  $t$ , требуемое переданному сигналу, чтобы пройти общее расстояние  $d$  заданного пути, может быть получено с помощью следующей формулы:

$$d = c \times t,$$

где  $c$  обозначает скорость распространения электромагнитной волны, равную примерно  $3 \times 10^8$  м/с. Следовательно, на каждый переданный импульс на входе приемника появятся два импульса. Это иллюстрируется Рисунок 7, где переданный и принятый импульсы показаны на одной диаграмме.

На Рисунок 7 два принятых импульса легко различимы, так как они не перекрывают друг друга. Однако в общем случае это не так. Изучая рисунок, можно увидеть, что импульсы не будут мешать друг другу только в том случае, если разность задержек между двумя импульсами, пришедшими разными путями ( $t_1 - t_0$ ), будет больше ширины импульса (PW).

Поскольку СШП импульсы имеют очень малую длительность, маловероятно, чтобы импульсы, пришедшие другими путями, мешали бы полезному импульсу. Следова-



**Рисунок 7.** На каждый переданный импульс на входе приемника появляются два импульса.

тельно, можно легко извлечь нужный сигнал из тех, которые возникают вследствие нежелательных отражений. Это делает СШП систему более невосприимчивой к эффекту многолучевого распространения. В качестве альтернативы, энергия может быть суммирована с помощью Rake-приемника.

### **Высокая точность измерения дальности**

Как обсуждалось выше, высокое разрешение по времени СШП сигналов позволяет иметь систему, способную разрешать многолучевые компоненты, не прибегая к сложным алгоритмам. Это делает СШП импульсы пригодными для приложений оценки дальности на основе измерения времени задержки отраженного сигнала.

Стоит упомянуть, что хотя эти «времяизмерительные» схемы выигрывают от высо-

кой разрешающей способности СШП сигналов по времени, тем не менее, им присущи и свои собственные ограничения. Например, из-за очень малой длительности СШП импульсов ограничивающим фактором становится временной джиттер.

### **Заключение**

Как мы увидели на примере импульсных радиосистем, СШП может оказаться полезной технологией связи ближнего действия благодаря ее скорости передачи данных, невосприимчивости к эффекту многолучевого распространения, высокой точности измерения дальности, низкому энергопотреблению и простоте реализации. По этим причинам многие разработчики коммерческих проектов для упрощения конструкции и повышения защищенности обращаются к СШП вместо средств связи ближнего действия (NFC). **PL**

# Простой охладитель для аквариума на элементе Пельтье



*Александр Русу, Одесса, Украина*

**А**квариум – это небольшой параллельный мир, в который можно периодически уходить, когда в существующей вселенной становится неуютно. Однако поддержание нормального микроклимата в аквариуме является не самой простой задачей и требует применения специализированного оборудования. Конечно, может показаться, что сейчас на рынке есть все, что для этого необходимо, но, как оказалось на практике, это не совсем так.

Одной из проблем содержания аквариумных рыбок является необходимость охлаждения воды летом, когда температура воздуха перестает опускаться ниже 25 °С. Например, в Одессе этот период начинается с середины июля и может продолжаться до двух месяцев. Если в помещении нет кондиционера, то для многих рыбок наступление этого сезона заканчивается самым печальным образом.

Уменьшить температуру воды намного сложнее, чем увеличить. На рынке присутствует огромный выбор недорогих и надежных аквариумных обогревателей, в том числе и со встроенными терморегуляторами, но стоимость охладителей (чиллеров) в большинстве случаев оказывается заоблачной. Да и рассчитаны они обычно на охлаждение больших объемов воды, поэтому приобретать их, например, для маленького 10-

литрового аквариума нет особого смысла. Существует еще несколько проектов чиллеров, которые можно изготовить в домашних условиях, однако они тоже достаточно сложны для повторения.

В этой статье описан простой и недорогой аквариумный охладитель, который можно собрать самостоятельно за несколько часов. Большинство деталей для его изготовления можно найти в «закромах» людей, занимающихся ремонтом компьютеров или увлекающихся электроникой. В самом лучшем случае для повторения этой конструкции потребуются приобрести всего один элемент Пельтье. И хоть данная самоделка может оказаться слишком примитивной и не очень презентабельной, с ее помощью можно охладить воду 20-литрового аквариума почти на 5 °С, что вполне достаточно для спасения обитателей аквариума в летнюю жару.

## Методы уменьшения температуры воды в аквариуме

Существует два основных способа охлаждения воды в аквариуме: добавление холодных объектов, например, контейнеров со льдом, и использование тепловых насосов. Добавление льда или холодной воды требует постоянного присутствия человека рядом с аквариумом и холодильником, что не всегда



возможно, особенно для людей с напряженным рабочим графиком, поэтому лучше всего использовать для этого автоматизированные устройства.

На сегодняшний день существует два основных вида тепловых насосов: на основе компрессоров и на основе элементов Пельтье. Компрессорные тепловые насосы имеют высокую эффективность и могут создать достаточно большую разницу температур в рабочих контурах. Из-за этого они активно используются в бытовых и промышленных холодильных установках, а также системах отопления и кондиционирования. Однако они имеют достаточно сложную конструкцию, а для того, чтобы изготовить их в домашних условиях, необходимы специальное оборудование, знания и практические навыки, обычно отсутствующие у большинства специалистов в области электроники.

Эффективность элементов Пельтье меньше, чем у компрессорных систем. Однако они компактны, и намного проще в эксплуатации, чем компрессоры. С точки зрения электроники, элемент Пельтье является относительно простым радиоэлементом, не требующим для своей работы сложных алгоритмов запуска или высокостабильных токов. Кроме того, элементы Пельтье доступны для приобретения практически у всех поставщиков электронных компонентов и имеют относительно невысокую стоимость.

## Особенности использования элементов Пельтье

Принцип работы элементов Пельтье широко описан в технической литературе, поэтому нет смысла подробно останавливаться на этом вопросе. На сегодняшний день самыми популярными и доступными на рынке являются элементы Пельтье TEC1 с размерами 40 × 40 × 3.8 мм. В холодильнике был использован элемент TEC1 12706 (Рисунок 1), содержащий 127 последовательно включенных полупроводниковых элементов, способных работать при токе до 6 А.

Элементы TEC1 состоят из двух керамических пластин, обычно белого цвета, между которыми располагаются активные полупроводники. Промежуток между пластинами заливается герметичным компаундом. Электрическая энергия на полупроводниковые



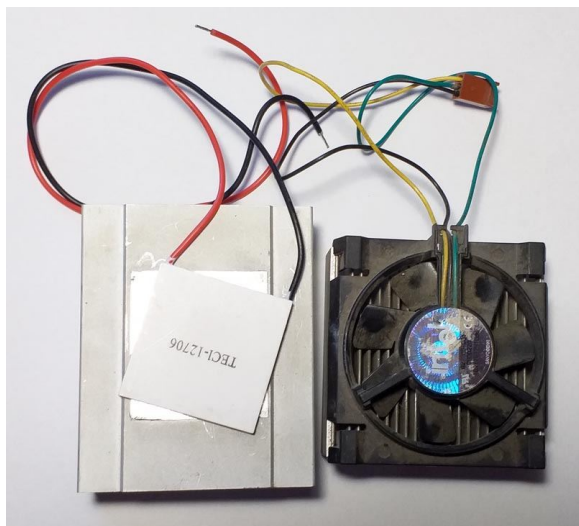
*Рисунок 1. Внешний вид элемента Пельтье TEC1 12706.*

компоненты подается с помощью двух проводов, как правило, красного и черного цветов. При подключении красного провода к положительному полюсу источника питания, а черного – к отрицательному, на которой нанесена маркировка, обычно охлаждается, а противоположная сторона, без маркировки, нагревается. Если изменить полярность напряжения, то передача тепла (энергии) будет происходить в обратном направлении.

Срок службы элементов Пельтье во многом зависит от режима их работы. Лучше всего подавать на них постоянное напряжение с коэффициентом пульсаций не более 5%. В процессе работы элемента Пельтье лучше всего стабилизировать уровень потребляемой мощности, а также контролировать температуру горячей пластины, которая не должна превышать 50 °С. Питание элементов Пельтье импульсным напряжением, например, с использованием ШИМ, а также частое включение-выключение, не рекомендуется – материалы этих элементов деградируют при каждом изменении температурного режима, поэтому циклические режимы работы могут быстро разрушить эти приборы.

## Конструкция и сборка охладителя

Размеры элемента TEC1 12706 равны 40 × 40 мм, что соизмеримо с размерами процессоров компьютеров. Поэтому в качестве теплообменников удобнее всего использовать готовые радиаторы от старых компьютеров – элементы TEC1 12706 на них



**Рисунок 2.** Элементы охладителя аквариума.

устанавливаются без какой-либо доработки (Рисунок 2). Кроме того, практически всегда можно найти готовый комплект радиатор + вентилятор, который вряд ли уже когда-нибудь будет использоваться по своему прямому назначению.

Размеры радиатора, предназначенного для охлаждения воды, должны быть максимально большими. При этом желательно выбирать радиатор с длинными ребрами, чтобы не утратить контакт с водой при возможном ее испарении. Поскольку вода имеет достаточно высокую теплопроводность, то вентилятор для этого радиатора не нужен.

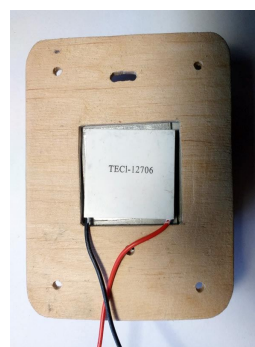
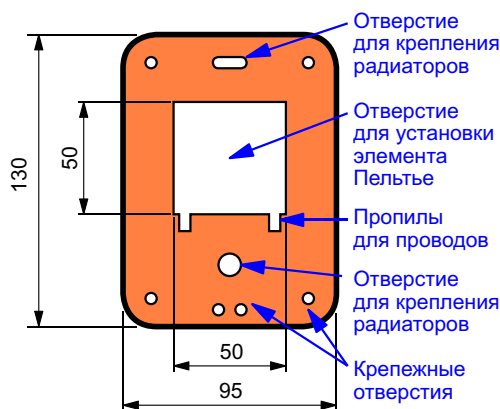
Из-за низкой теплопроводности воздуха радиатор с горячей стороны элемента Пельтье должен или иметь большие размеры или обдуваться вентилятором. Если использовать радиаторы, предназначенные для охлаждения процессоров, то вентилятор нужен обязательно, хотя бы потому, что воздушные радиаторы, рассчитанные на работу при принудительном охлаждении, плохо работают при естественном обдуве. Без вентилятора температура горячего радиатора очень быстро достигает 50 °С и ток, потребляемый элементом Пельтье, катастрофически падает. В таком режиме уменьшение температуры воды не превышает 1 °С (проверено).

Единственным элементом, который придется изготовить самостоятельно, является основание, предназначенное для сборки конструкции целиком. Основание должно быть изготовлено из материала с невысокой теплопроводностью, поскольку оно контакти-

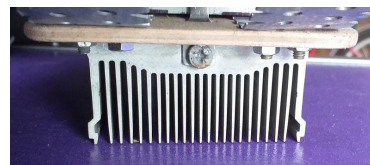
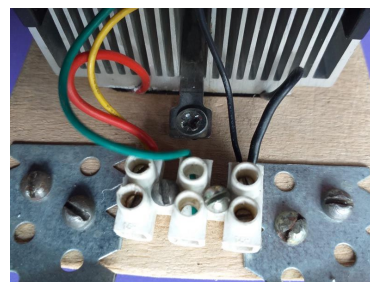
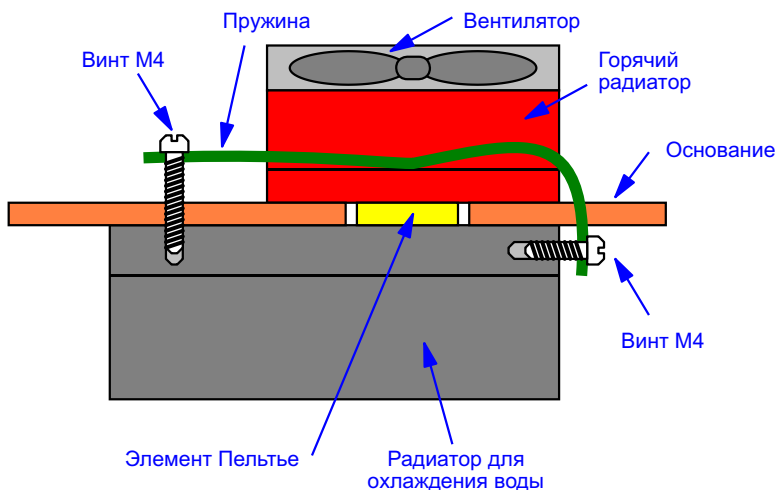
рует и с горячим, и с холодным радиаторами, и если сделать его, например, из металла, то произойдет тепловое короткое замыкание и эффективность работы охладителя уменьшится до нуля. Геометрические размеры основания во многом зависят от размеров и способа крепления радиаторов. Желательно делать его максимально большим, поскольку оно еще и выполняет функцию теплового экрана, препятствуя смешиванию вентилятором холодного воздуха у поверхности воды с горячим воздухом, выдуваемым с радиатора.

Для изготовления основания лучше всего использовать материал такой же толщины, как и элемент Пельтье – приблизительно 4 мм. Это позволит хорошо прижать радиаторы друг к другу, не создавая при этом значительных механических усилий на сам элемент. В данном случае, самым доступным материалом для основания оказалась трехслойная 4-миллиметровая фанера, хотя можно использовать и другие листовые материалы подходящей толщины, например, акрил или поликарбонат.

Для установки элемента Пельтье в центре основания лобзиком выпиливается прямоугольное отверстие с размерами 50 × 50 мм (Рисунок 3). При необходимости с одной из



**Рисунок 3.** Чертеж и пример основания.

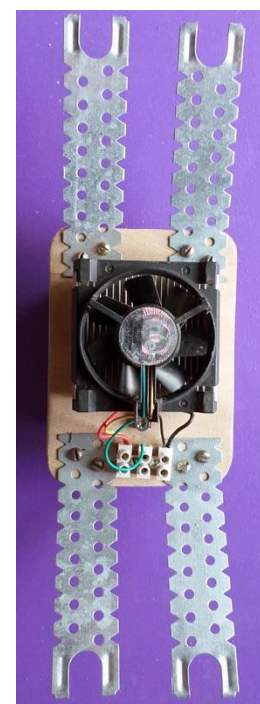
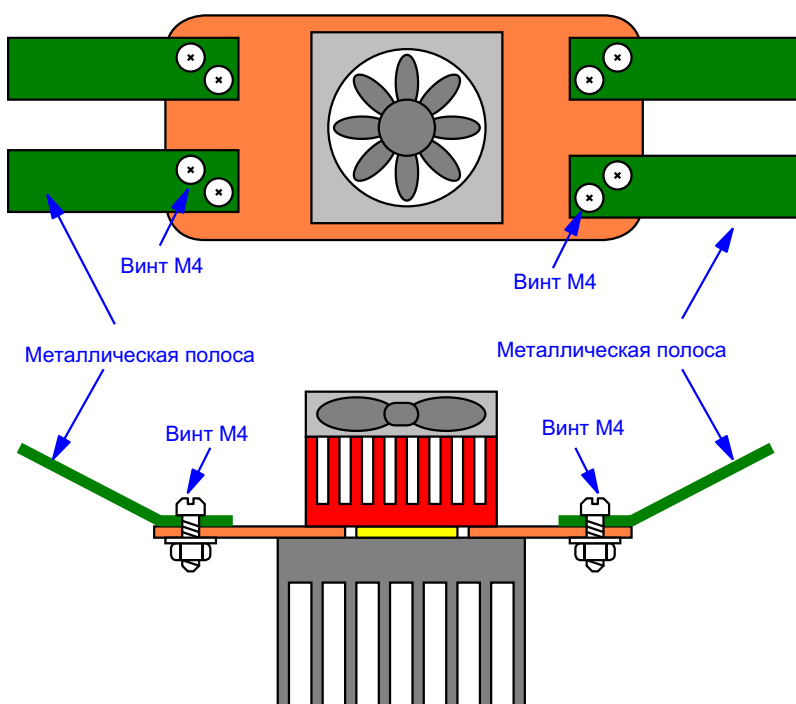


**Рисунок 4.** Крепление радиаторов.

сторон этого квадрата делаются два пропила для проводов. Форма и размеры остальных отверстий зависят от имеющихся радиаторов, поэтому на чертеже указаны лишь общие цифры – при использовании других радиаторов отверстия будут другими.

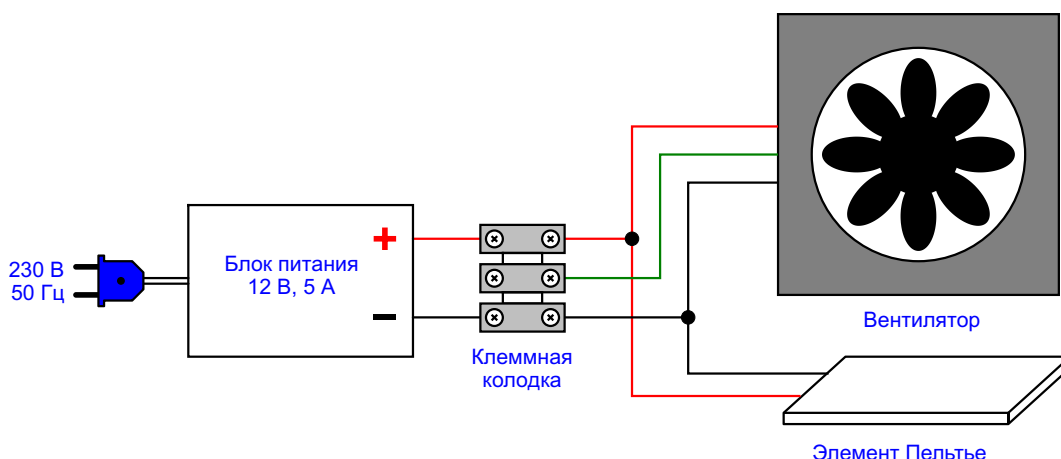
Способ объединения всех элементов конструкции, опять же, зависит от имеющихся радиаторов. В данном случае горячий радиатор изначально был рассчитан на установку с помощью пружины. Эта пружина и

была использована для соединения всей конструкции в единое целое. Для этого пришлось немного изменить ее форму, разогнув один конец с помощью плоскогубцев, а в холодном радиаторе просверлить два отверстия и нарезать в них резьбу (Рисунок 4). После этого, сделав в основании необходимые прорезы, всю конструкцию можно собрать в единое целое с помощью двух винтов М3 или М4. Винты для соединения радиаторов лучше использовать с низкой тепло-



**Рисунок 5.** Охладитель в сборе.





**Рисунок 6.** Электрическая схема охладителя.

проводностью, например, изготовленные из пластика или капрона, поскольку через металл замыкается часть теплового потока. Перед сборкой обе стороны элемента Пельтье нужно смазать термопастой, например, КПТ-8 для лучшего теплового контакта с радиаторами.

Для установки охладителя в аквариуме были использованы четыре металлические полосы из мягкого металла (Рисунок 5). В данном случае они были сделаны из оставшихся после ремонта прямых подвесов для стоечного профиля, используемых при монтаже гипсокартоновых стен. Металл полос должен быть мягким, чтобы можно было легко регулировать положение охладителя в аквариуме. Соединить полосы с основанием можно любым способом, например, с помощью шурупов или винтов М3 или М4. Длина полос зависит от размера аквариума и должна быть достаточна для того, чтобы охладитель случайно не упал в воду.

Последний этап сборки заключается в установке клеммной колодки и электрического соединения всех элементов охладителя в единое целое (Рисунок 6). Поскольку и для элемента Пельтье, и для вентилятора необходимо постоянное напряжение величиной 12 В, то никаких проблем на этом этапе возникнуть не должно. Если вентилятор имеет встроенный датчик оборотов, то его выход также лучше подключить на отдельную клемму, хотя это совершенно необязательно. Закрепить клеммную колодку на основании

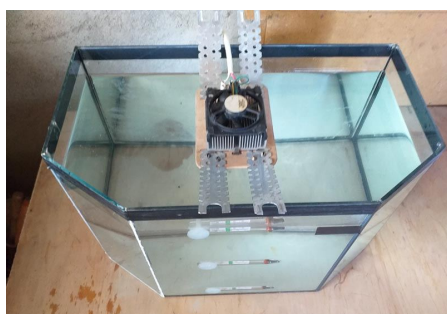
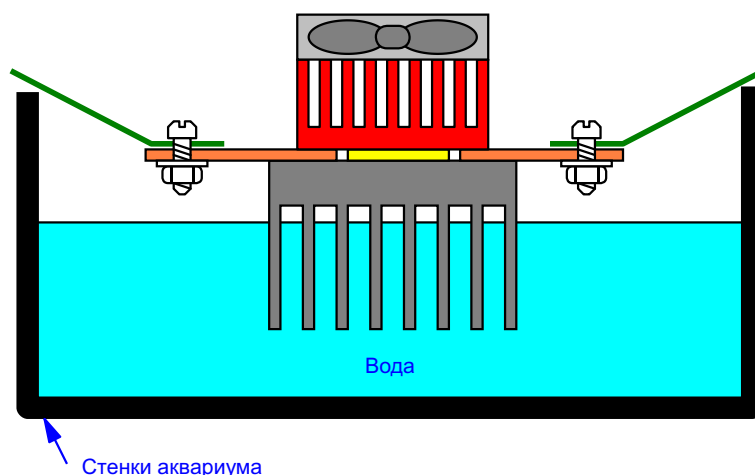
можно любым способом, например, с помощью шурупов или винтов М3/М4.

При использовании элемента TEC1 12706 для питания охладителя необходим источник постоянного напряжения с максимальным выходным током не менее 5 А. Для этого можно использовать любые выпрямительные устройства общего назначения, например, используемые для питания светодиодных лент (Рисунок 7). Соединить блок питания с охладителем можно любым проводом необходимой длины, рассчитанным на работу при длительном токе не менее 3 А, то есть имеющим сечение не менее 0.75 мм<sup>2</sup>.

После этого охладитель готов к работе. В аквариуме его желательно установить в центре так, чтобы нижний радиатор имел хорошее соприкосновение с водой, при этом основание должно находиться выше уровня воды



**Рисунок 7.** Блок питания 12 В, 5 А.



**Рисунок 8.** – Установка охладителя в аквариуме.

(Рисунок 8). Не лишним будет напомнить, что блок питания нужно устанавливать таким образом, чтобы исключить даже малейшую возможность как попадания его в воду, так и попадания воды на него, а включить систему в электрическую сеть можно только после завершения всех монтажных работ.

### Результаты тестирования охладителя

Испытание охладителя было произведено в тестовом аквариуме емкостью 20 литров. Измерения температуры проводились с помощью четырех аквариумных термометров (Рисунок 9), три из которых были установлены на передней стенке и измеряли температуру в верхней, средней и нижней частях аквариума (Рисунок 8). Четвертый термометр располагался недалеко от аквариума и измерял температуру воздуха в помещении.



**Рисунок 9.** Аквариумный термометр.

При приобретении термометров особое внимание было уделено совпадению результатов измерений, чем были немало озадачены продавцы на одесском Староконном рынке. В конечном итоге удалось найти четыре прибора, дававших одинаковые результаты в диапазоне температур 10...25 °С.

Аквариум был установлен на ровном деревянном основании в сухом неотапливаемом помещении без постоянных воздушных потоков. Мощность, потребляемая из сети, контролировалась энергометром Intertek Power Meter PP-3460, напряжение и ток элемента Пельтье – стендовым вольтамперметром DC0-100V/10A.

В момент включения, когда температура охладителя не отличалась от температуры окружающей среды, ток, потребляемый элементом Пельтье, был равен 3.1 А при выходном напряжении источника питания, равном 12 В. После этого ток достаточно быстро – за несколько минут – уменьшился до величины 2.85 А. Таким образом, в установившемся режиме элемент Пельтье потреблял мощность, равную 34 Вт. Энергометр, подключен-

ный к сети, при этом, показывал потребление мощности на уровне 41 Вт, что позволило определить КПД блока питания – приблизительно 83%.

В начале эксперимента температура воды и воздуха были приблизительно одинаковы – перед этим помещение несколько дней стояло закрытым, что исключало поступление внутрь воздуха с иной температурой. Кроме того, перед началом эксперимента в течение нескольких дней стояла пасмурная погода, что значительно уменьшало дневной нагрев помещения солнечными лучами, проникающими через окно.

Спустя сутки непрерывной работы разница температур воды и воздуха составила 4.3 °С. При этом в верхней части аквариума температура воды была на 1 °С меньше, чем в нижней и средней части. В конечном итоге, эксперимент был прекращен после 24 часов непрерывной работы охладителя при показаниях термометров: воздух – 21 °С, верхняя часть аквариума – 16 °С, средняя – 17 °С, нижняя – 17 °С.

Результаты измерения теплового сопротивления аквариума показали, что оно приблизительно равно 0.263 °С/Вт. При разнице температур 4.3 °С (определяется как средняя температура воды) мощность теплового потока, проходящего через поверхности аквариума, равна  $4.3/0.263 = 16.35$  Вт, что позволяет определить КПД охладителя на уровне

$16.35/34 = 48\%$ . Общий КПД системы при этом составил  $0.48 \cdot 0.83 = 40\%$ .

## Выводы

Данное решение оказалось далеко не самым эффективным – больше половины затраченной энергии теряется впустую. Однако и никаких действий по оптимизации этого охладителя еще не выполнялось. Весь этот проект от начала и до конца был придуман и реализован за несколько часов из того, что было под руками.

В конечном итоге, в прошлом году он свою функцию выполнил – все обитатели моего аквариума благополучно пережили летнюю жару, потому что при температуре воздуха в помещении 29...30 °С температура воды в нем не поднималась выше 25 °С. И с большой вероятностью они переживут и следующий жаркий сезон, поскольку разбирать эту систему я пока не собираюсь.

И я бы мог стыдливо умолчать о результатах измерений, ограничившись простым фактом – «Оно работает!», но это было бы нечестно по отношению к читателям журнала «РадиоЛоцман». Поэтому пусть этот проект станет отправной точкой для последующих экспериментов и, может, кто-то из читателей однажды создаст лучшую систему, или, наоборот, докажет, что существует некий предел, преодолеть который не позволяют законы физики. **РЛ**



# Формирователь опорной вольтамперной характеристики для имитатора солнечной панели



М.П. Басков, О.Д. Левашов, Москва

В статье описан главный элемент имитатора солнечной панели – формирователь опорной вольтамперной характеристики (ВАХ). Подробно рассматривается конструкция формирователя ВАХ и результаты тестирования. Статья рассчитана на читателей, самостоятельно разрабатывающих контроллеры солнечных панелей.

В рамках настоящей статьи мы будем использовать термин «солнечная панель» для обозначения одиночного конструктивно оформленного источника фотоэлектрической энергии, определяемого совокупностью электрических и массогабаритных характеристик. При описании формирователя опорной вольтамперной характеристики солнечной панели, являющегося предметом данной статьи, мы будем использовать термин «фотоприёмник» для солнечной панели малого размера. Мы будем использовать термин «имитатор» для обозначения устройства, которое при подключении нагрузки ведет себя подобно солнечной панели.

Как известно, на вольтамперной характеристике солнечных панелей есть замечательная точка, в которой вся фотоэлектрическая система (собственно солнечная панель и преобразователь мощности) работает с максимальной эффективностью. Эта

точка называется «точкой максимальной мощности» (ТММ) и показана на Рисунке 1.

Наибольшей эффективностью преобразования фотоэлектрической энергии обладают электронные контроллеры, имеющие

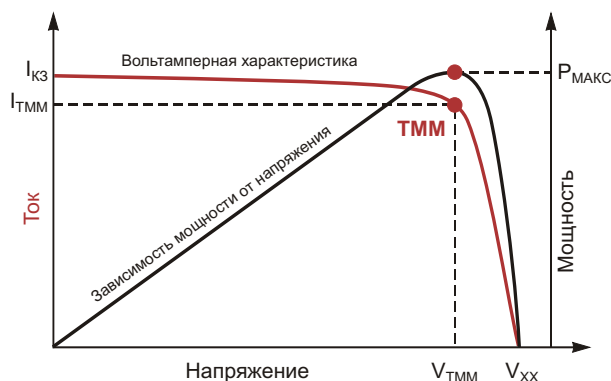


Рисунок 1. Вольтамперная характеристика солнечной панели и положение точки максимальной мощности (ТММ).

алгоритм поиска ТММ. Разработать и настроить контроллер солнечной панели, работающий постоянно в оптимальном режиме, без источника входного сигнала так же невозможно, как настроить качественный УНЧ без широкодиапазонного генератора сигналов с низкими искажениями. Устройства, моделирующие работу солнечных панелей, называются имитаторами или симуляторами. Стоимость промышленных имитаторов, например продукции фирмы Keysight Technologies, исключает их применение независимыми разработчиками.

«Сердцем» каждого имитатора является узел, формирующий ВАХ, идентичную ВАХ солнечной батареи. Известны несколько методов построения такого узла:

1. Метод цифрового математического моделирования. Для его практического применения требуется высокопроизводительные микро-ЭВМ с большим объемом памяти. Этот метод, отличающийся предсказуемостью и повторяемостью результатов, используется в основном для разработки и отладки бортовых систем энергоснабжения космических аппаратов.
2. Метод аналогового моделирования за счет использования прямой ветви р-п перехода, например [1]. При практической реализации по этому методу возникают сложности с получением всего спектра ВАХ (в зависимости от освещенности и температуры).
3. Метод, основанный на использовании системы светодиод-фотодиод. При всей кажущейся простоте и очевидности такого подхода при реализации такой системы возникает множество технических проблем, из-за чего этот метод на практике не используется.
4. Метод, предусматривающий использования реальной солнечной панели и регулируемого источника света, создающего световой поток с интенсивностью, близкой к солнечной. Именно такие формирователи обеспечивают параметры ВАХ, идентичные реальным, и позволяющие создавать испытательные стенды с широким изменением освещенности и температуры. Этот метод считается наиболее трудоёмким в реализации.

В статье описывается формирователь ВАХ солнечной панели, реализованный именно по последнему методу.

Описываемый в статье формирователь ВАХ разработан авторами в 2008 году, когда фермерская Северная Италия переживала бум «зеленой энергетики». Контроллеры солнечных батарей на волне роста спроса стоили очень дорого. Поэтому возникла необходимость самостоятельного изготовления этих устройств для собственных нужд. Сейчас обстоятельства заставили вспомнить об имитаторе солнечной панели, который уже много лет служил гнездом для ос. Схем, естественно, никаких не сохранилось. Поэтому пришлось восстанавливать схемы по памяти и измерениям отдельных элементов. Тем не менее, прибор был восстановлен и уже используется.

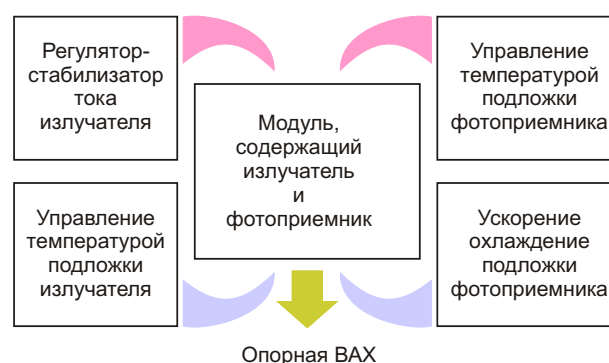
Плавно переходим к описанию формирователя опорной ВАХ для имитатора солнечной панели.

Формирователь состоит из трех основных узлов:

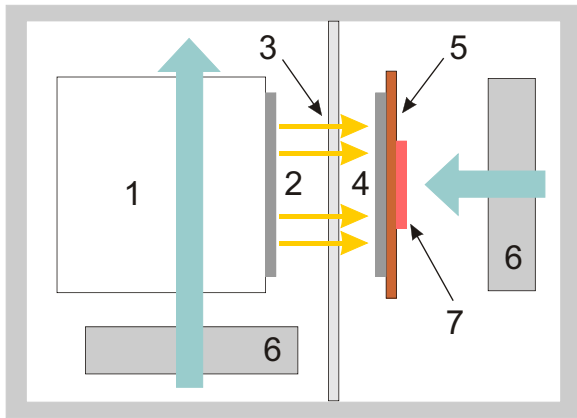
- Термостатируемого излучателя светового потока;
- Термостатируемого фотоприёмника;
- Электронных схем, обеспечивающих управление световым потоком и поддержанием температуры излучателя и фотоприёмника в заданных пределах.

Блок-схема формирователя опорной ВАХ изображена на Рисунке 2.

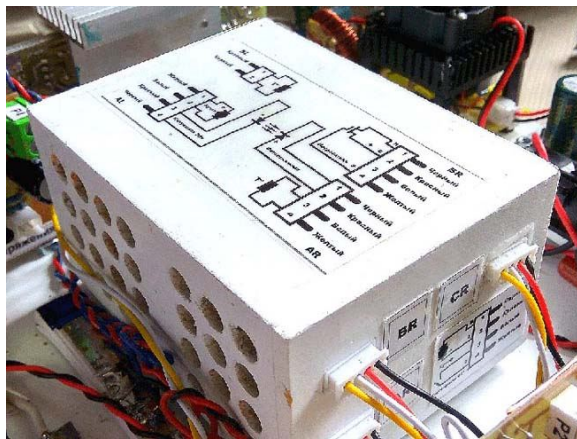
Излучатель и фотоприёмник конструктивно объединены в модуль, имеющий размеры 100 × 70 × 50 мм, разделенный на два отсека, имеющих собственные температурные режи-



**Рисунок 2.** Блок-схема формирователя опорной ВАХ.



**Рисунок 3.** Модуль излучателя и фотоприёмника: 1 – радиатор излучателя, 2 – COB излучатель, 3 – прозрачная перегородка, 4 – фотоприёмник, 5 – медная подложка, 6 – вентилятор, 7 – нагреватель.



**Рисунок 4.** Модуль излучателя и фотоприёмника в интерьере прибора.

мы. Отсеки разделены прозрачной перегородкой. Основные элементы этого модуля показаны на Рисунке 3, а внешний вид – на Рисунке 4. Голубыми стрелками показаны направления воздушного потока при охлаждении элементов.

Рассмотрим конструкцию излучателя светового потока. Излучатель содержит COB-матрицу белых светодиодов размером 40×40 мм, приклеенную термоскотчем к радиатору с общей площадью охлаждения около 180 см<sup>2</sup>. Пленочный терморезистор приклеен непосредственно на алюминиевую подложку COB, что способствует максимально быстрой реакции на изменение температуры излучателя. Известно, что изменение температуры светодиода ведет к снижению светового потока и изменению спектра излучения

со сдвигом в область более коротких волн. Излучатель обдувается 12-вольтовым вентилятором размером 40×40 мм. Воздушный поток направлен вдоль ребер радиатора, а часть потока попадает непосредственно на излучающую поверхность COB-модуля, охлаждая люминофор.

Рабочая температура окружающего воздуха, обеспечивающая нормальную работу прибора, находится в диапазоне 20 – 25 °С, что соответствует температуре в лабораторном помещении. Точность поддержания температуры подложки излучателя в стационарном режиме лучше ±1 °С.

Спектр излучения осветителя типичен для любого белого светодиода с цветовой температурой 4000 К.

Осветитель питается постоянным током. От применения ШИМ мы отказались в пользу уменьшения наводок на фотоприёмник, так как последний находится весьма близко от излучателя и имеет к тому же достаточно хорошие частотные свойства.

Конструкция фотоприёмника более сложна. Поликристаллическая солнечная панель на стеклянной основе имеет размеры 40×40 мм, то есть фотоприёмник и излучатель имеют одинаковые физические размеры, что обеспечивает равномерность засветки фотоприёмника – важного условия корректной работы. Напряжение холостого хода фотоприёмника при максимальном световом потоке равно 2.5 В. Ток короткого замыкания при тех же условиях составляет около 25 мА.

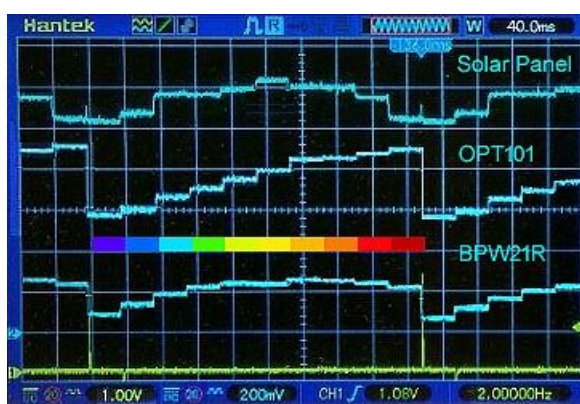
Фотоприёмник наклеен на медную подложку толщиной 2 мм через термоскотч, эластичность которого позволяет компенсировать разницу в коэффициентах теплового расширения стекла и меди. В качестве нагревателя используется мощный полевой транзистор, закрепленный на медной подложке без изолирующей прокладки. Температуру фотоприёмника можно изменять шагами по 10 °С от 30 °С до 70 °С. Точность поддержания температуры подложки фотоприёмника в стационарном режиме не хуже ±0.5 °С.

В качестве термочувствительного элемента используется пленочный терморезистор, приклеенный к подложке рядом с транзистором-нагревателем. Калибровка терморезистора для возможности использования в качестве не только датчика, но и термометра, про-



водилась в прецизионном водном термостате с точностью установки температуры ванны 0.1 °С. Охлаждение фотоприёмника при необходимости оперативной смены температурного режима осуществляется 12-вольтным вентилятором с размерами 40×40 мм.

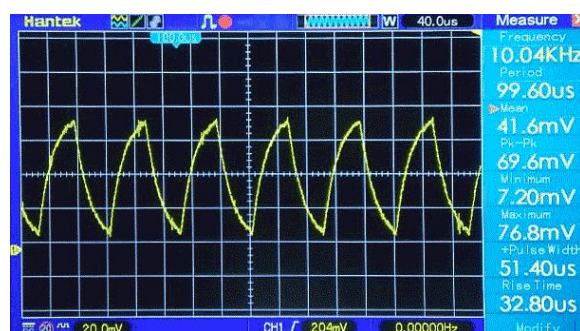
Мы исследовали спектральную чувствительность солнечной панели, используемой в качестве фотоприёмника, и сравнили ее с аналогичным параметром некоторых качественных фотодиодов, например OPT101 и BPW21R. Сравнение выполнено с помощью прибора, описанного в авторской работе [2], на десяти фиксированных длинах волн. Результат сравнения представлен на Рисунке 5.



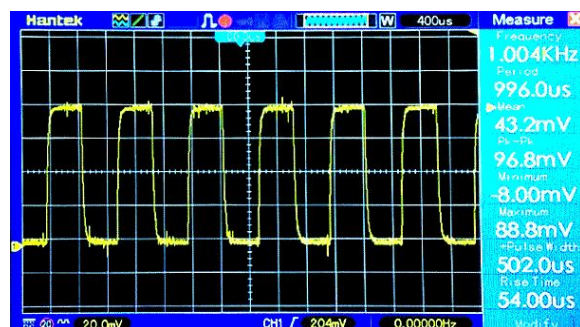
**Рисунок 5.** Сравнение спектральной чувствительности фотоприёмника, используемого в формирователе опорной ВАХ с известными качественными фотоприёмниками.

Выше мы упоминали о неплохих частотных свойствах фотоприёмника. На Рисунке 6 представлена осциллограмма выходного сигнала фотоприёмника на частоте 10 кГц в режиме, близком к короткому замыканию. Для сравнения на Рисунке 7 показана осциллограмма выходного сигнала на частоте 1 кГц.

Калибровка фотоприёмника происходила следующим образом. В течение нескольких дней подряд при безоблачном небе в полдень, при одном и том же положении фотоприёмника происходили многократные кратковременные (с длительностью экспозиции около 3 с) измерения тока короткого замыкания. Поскольку дело происходило летом во время летнего солнцестояния в сельской местности в предгорьях Доломит, то есть практически при идеальном состоянии атмосферы, усреднённые значения измере-



**Рисунок 6.** Выходной сигнал фотоприёмника на частоте 10 кГц.



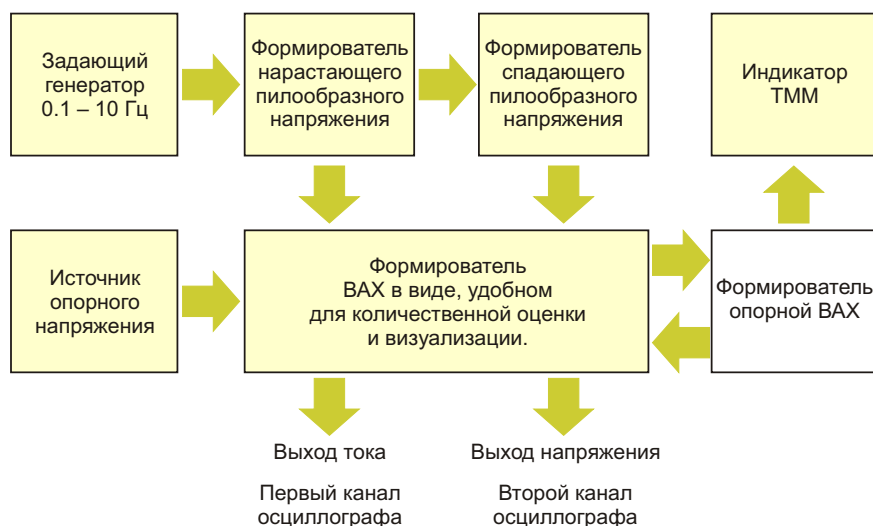
**Рисунок 7.** Выходной сигнал фотоприёмника на частоте 1 кГц.

ний были приняты за 100% шкалы прибора. Точные измерения светового потока фотометром тоже проводились, но результаты измерений утрачены.

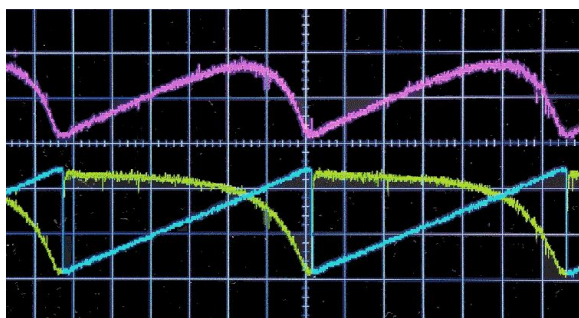
После установки фотоприёмника в описанный модуль, подбирался такой ток излучателя и такое расстояние между излучателем и фотоприёмником, чтобы при температуре подложки излучателя и фотоприёмника равной 30 °С, достигался уровень освещенности, равный 100% шкалы. При этом важно было соблюсти два условия. Ток излучателя должен быть меньше максимально допустимого, чтобы избежать быстрой деградации светодиодов, а световой поток от излучателя не должен вызывать нагрев фотоприёмника.

## Тестирование формирователя опорной ВАХ для имитатора солнечной панели

Для представления ВАХ в классическом виде необходимо линейно изменять напряжение на выходе фотоприёмника от нуля до напряжения холостого хода. Ток фотоприёмника при этом будет изменяться от тока короткого замыкания до нуля. Кривая мощ-



**Рисунок 8.** Блок-схема оборудования для тестирования формирователя опорной ВАХ для имитатора солнечной панели.

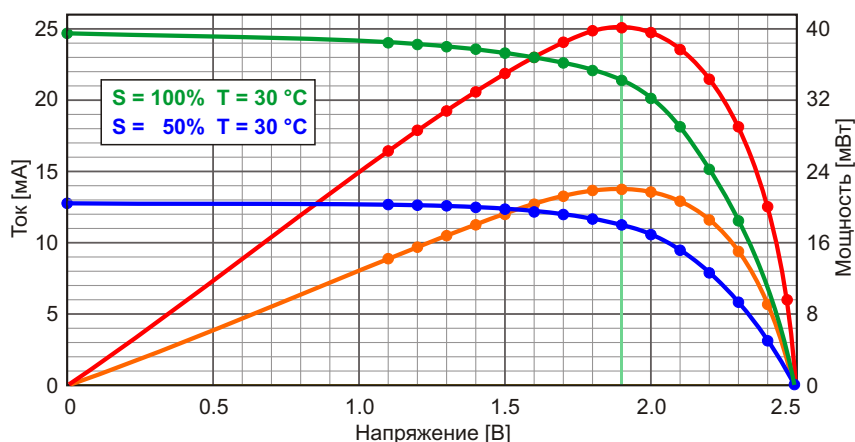


**Рисунок 9.** Вольтамперная характеристика фотоприёмника, используемого в формирователе опорной ВАХ имитатора солнечной панели. Синий – напряжение на выходе фотоприёмника, желтый – ток фотоприёмника, лиловый – мощность.

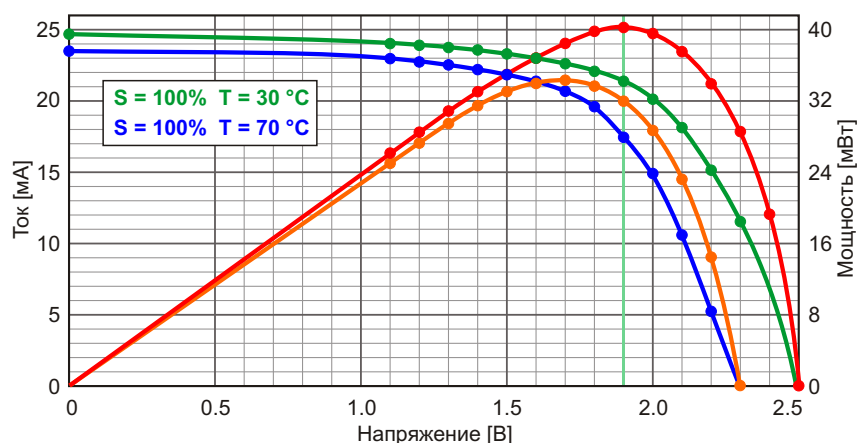
ности при этом будет изменяться по сложной траектории от нуля до нуля, проходя через точку максимальной мощности, как следует из Рисунка 1.

Блок-схема оборудования для тестирования представлена на Рисунке 8.

Для наблюдения ВАХ на экране осциллографа мы подаем на первый канал ток фотоприёмника, на второй канал напряжение фотоприёмника, после чего любуемся классической вольтамперной характеристикой солнечной панели. Чтобы получить кривую мощности, перемножаем сигналы первого и второго каналов, что мы можем видеть на Рисунке 9.



**Рисунок 10.** Вольтамперные характеристики фотоприёмника при разных значениях светового потока, но при одинаковой температуре подложки фотоприёмника, и соответствующие графики мощности.



**Рисунок 11.** Вольтамперная характеристика фотоприёмника при одинаковых значениях светового потока, но при разной температуре подложки фотоприёмника, и соответствующие графики мощности.

Изменяя световой поток, создаваемый излучателем, и температуру фотоприёмника, мы можем получить ВАХ, соответствующую любому предусмотренному параметрами прибора сочетанию светового потока и температуры фотоприёмника. На Рисунках 10 и 11 показаны снятые вручную вольтамперные характеристики фотоприёмника формирователя опорной ВАХ для имитатора солнечной панели.

## Заключение

В статье подробно описаны: принцип, устройство, схема и результаты тестирования источника опорной вольтамперной характеристики имитатора солнечной панели. В ближайшее время мы планируем создать ещё один экземпляр формирователя ВАХ на основе современной монокристаллической панели и светодиодов, имеющих спектр, максимально приближенный к солнечному. Если

в результате тестирования будут получены существенные отличия, мы непременно известим об этом читателей журнала.

Благодарим читателей, проявивших интерес к нашей работе.

*В качестве основного источника информации рекомендуем работу [3]. Приведенный в конце данной работы список литературы позволяет получить исчерпывающее представление о проблеме создания имитаторов солнечных панелей. **РЛ***

## Ссылки

1. Giovanni Romeo, Giuseppe Urbinologia. [«Нестабильный» источник питания имитирует поведение солнечной батареи](#)
2. М.П. Басков, О.Д. Левашов. [К вопросу об использовании светодиодов в качестве фотоприёмников](#)
3. А.В. Шкуратов, А.В. Петровский. [Формирователь аналоговых вольтамперных характеристик](#). Доклады ТУСУР, 2018, том 21, № 3

# Часто задаваемые вопросы об удельной мощности: вернемся к основам

Steve Taranovich

Electronic Design

*Чем отличается удельная мощность от удельной энергоемкости и почему удельная мощность является ключевым параметром при разработке источников питания?*



**Ч**тобы создать надежный источник питания, необходимо понимать ключевые моменты и специфические факторы, определяющие его удельные характеристики.

## Является ли удельная мощность эквивалентом удельной энергоемкости?

Удельная мощность и удельная энергоемкость являются совершенно разными параметрами.

Удельная энергоемкость (Вт·ч/кг) определяется как количество энергии, которую можно сохранить в одной базовой единице измерения массы (кг), площади (м<sup>2</sup>) или объема (л), а удельная мощность (Вт/кг) показывает, какое количество энергии может пройти через такую же базовую единицу (массы, площади, объема) за единицу времени (с). Когда говорят, что система является энергоемкой, то подразумевают, что она может сохранить

значительное количество энергии и при этом имеет небольшую массу, площадь или объем.

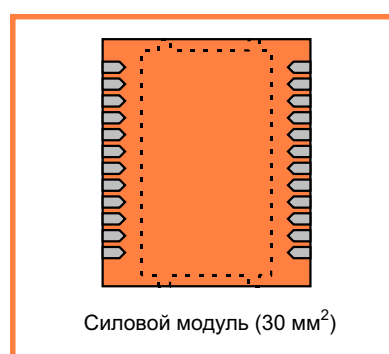
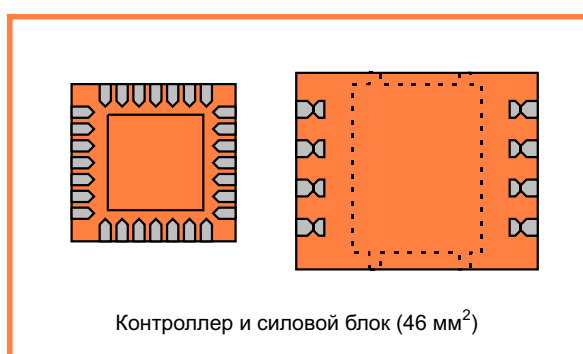
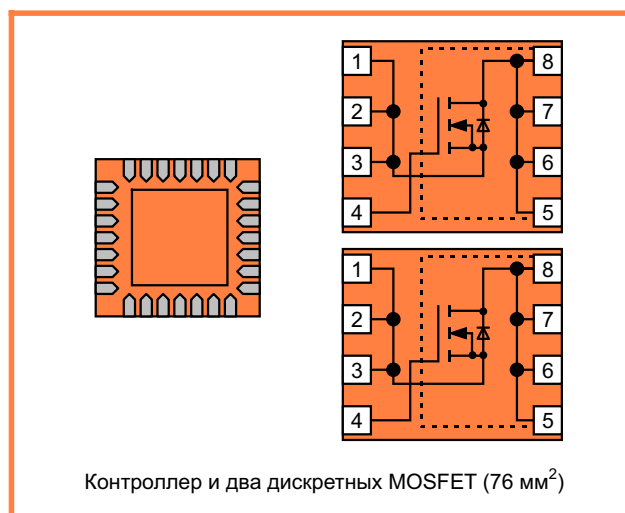
Например, удельная энергоемкость аккумулятора показывает количество энергии, которое можно сохранить в одной единице его массы, а удельная мощность – максимальную скорость потребления или отдачи энергии, которую при той же массе можно достичь в процессе заряда или разряда.

Аккумуляторы обычно имеют высокую удельную энергоемкость и низкую удельную мощность, а конденсаторы наоборот – чаще всего имеют высокую удельную мощность и низкую удельную энергоемкость. Из-за этого конденсаторы способны обеспечить очень большие, но кратковременные, разрядные токи, в то время как аккумуляторы больше подходят для приложений, длительно потребляющих небольшой ток.

## Почему удельная мощность является ключевым параметром?

Удельная мощность является ключевым параметром источников питания, особенно для приложений с ограниченными размерами. Примером таких приложений являются центры обработки данных, в которых информационное оборудование заполняет все доступное пространство. Поскольку количество обраба-





**Рисунок 1.** Комбинация контроллера и силовых транзисторов в одном силовом модуле позволяет уменьшить размеры печатной платы до 60%.

тываемой информации постоянно увеличивается, что приводит к неизбежному увеличению энергопотребления, то для источников питания с низкой удельной мощностью, не способных пропустить через выделенный объем требуемое количество энергии, в подобных приложениях может просто не оказаться места.

Еще одной областью, где удельная мощность играет ключевую роль, является альтернативная энергетика, которая с каждым годом становится все более необходимой для жителей Земли. В этом случае удельная мощность показывает, какое количество энергии можно получить с одного квадратного метра в течение некоторого времени (Вт/м<sup>2</sup>).

### Как увеличить удельную мощность?

Чаще всего увеличение удельной мощности приводит к уменьшению размеров системы (см. Рисунок 1).

Значительный вклад в увеличение удельной мощности питающих устройств вносит Ассоциация производителей блоков питания (Power Supply Manufacturers Association, PSMA), работающая над созданием объемных силовых модулей с размерами, позволяющими установить их на печатной плате. Эта группа производителей оказывает также помощь в разработке контроллеров электродвигателей с улучшенным температурным контролем, имеющих повышенные значения удельной мощности и плотности выходного тока.

PSMA занимается крупносерийным производством готовых встраиваемых модулей. Подобный подход, совместно с использованием высокоинтегрированных силовых компонентов, позволяет значительно увеличить КПД и уменьшить размеры источников питания. Однако при использовании встраиваемых узлов с высокой удельной мощностью необходимо учитывать и преодолевать «теп-

ловой барьер», появляющийся из-за того, что тепло, образующееся внутри объемного модуля, сложнее отвести от силовых элементов, чем в случае обычной плоской компоновки.

### Как образом технология GaN-на-SiC может увеличить удельную мощность?

Теплопроводность карбида кремния (SiC) в три раза больше, чем у кремния (Si), поэтому нитрид-галлиевые (GaN) полупроводниковые приборы на подложках из карбида кремния (GaN-на-SiC) способны работать при более высоких напряжениях и рассеивать большую мощность, по сравнению с нитрид-галлиевыми аналогами, созданными на подложках их чистого кремния (GaN-на-Si). Эта особенность является ключевой для телекоммуникационного оборудования и устройств с беспроводными интерфейсами, требующих эффективного отвода тепла.

Создать устройства с высокой удельной мощностью на основе кремниевых полупро-

водниковых приборов принципиально невозможно. Однако теперь разработчикам доступны компактные нитрид-галлиевые транзисторы с малым уровнем потерь, поэтому замена кремниевых приборов на нитрид-галлиевые позволяет одновременно и уменьшить количество выделяемого тепла, и, за счет хорошей теплопроводности карбида кремния, облегчить температурные режимы мощных компонентов.

### Влияют ли геометрические размеры источника питания на величину его удельной мощности?

Прежде всего, необходимо обратить внимание на то, что увеличение КПД источника питания обычно всегда приводит к уменьшению его геометрических размеров, ведь удельная мощность, фактически, равна отношению выходной мощности устройства к объему «коробки», занимаемой его компонентами (длина × ширина × высота). При проектировании любого источника питания разра-

## Новые серии DDH-25/65 в семействе LDH



- Широкий диапазон входного напряжения 9,5-32 В (DC)
- Высокий КПД до 96%
- Диммирование 2-в-1 (0-10 В / ШИМ)
- Гарантия 3 года

ботчики, в первую очередь, стараются уменьшить размеры пассивных силовых компонентов, принципиально необходимых для его работы: конденсаторов, дросселей и трансформаторов.

Использование приборов, изготовленных из полупроводников с широкой запрещенной зоной (Wide-Bandgap, WBG), в том числе и транзисторов, изготовленных по технологиям GaN-на-SiC, позволяет повысить рабочую частоту преобразования современных источников питания и, тем самым, уменьшить размеры пассивных компонентов. Однако увеличение частоты переключений приводит к увеличению динамических потерь, что, в свою очередь, приводит к увеличению температуры полупроводниковых приборов. На практике эти проблемы решаются как с помощью инновационных систем охлаждения, так и с помощью специализированных схем управления силовыми транзисторами.

Кроме того, члены PSMA разработали несколько оригинальных методов интеграции на основе объемной компоновки, использование которых позволяет сократить объем «коробки», занимаемой источником питания.

### **Объемный монтаж**

Размеры печатной платы ограничены во многих приложениях, поэтому специалисты PSMA пошли по пути вертикального размещения элементов источников питания (3D-stacking). В этом случае контроллер, активные и пассивные компоненты, в том числе и индуктивные, располагаются друг над другом в виде сложной многослойной конструкции.

При использовании объемного монтажа силовые элементы устанавливаются на нескольких печатных платах, причем некоторые компоненты даже могут устанавливаться в плоскости платы в специальных отверстиях. Взаимное расположение печатных плат внутри литого корпуса также тщательно продумывается и оптимизируется. В конечном итоге, использование объемного монтажа позволяет увеличить удельную мощность готового модуля и значительно уменьшить общую длину соединений между компонентами.

Кроме того, в новых разработках активно используются и другие передовые техноло-

гии, в числе которых и методы, позволяющие уменьшить размеры печатных плат до такой степени, когда можно полностью отказаться от их применения, что также позволяет дополнительно увеличить объемную удельную мощность ( $\text{Вт}/\text{см}^3$ ).

## **В каких системах требуется высокая удельная мощность?**

### **Дроны**

Тяговые системы большинства дронов создаются на основе электродвигателей, преимуществами которых являются высокий КПД, малые уровни шума и тепловыделения, а также высокая точность управления. Несмотря на то, что двигатели внутреннего сгорания (ДВС) имеют более высокую удельную мощность, а химическое топливо более высокую энергоемкость, отсутствие у ДВС перечисленных особенностей не позволяет их использовать в подобной технике.

Источником энергии для электродвигателей дронов могут служить топливные элементы и аккумуляторы. Если силовая установка дрона питается только от топливных элементов, то их маневренность может быть ограничена. Из-за этого топливные элементы обычно используются совместно с аккумуляторами, имеющими более высокую удельную мощность и меньшее время отклика. Такое решение позволяет повысить уровень максимальной мощности энергетической установки и обеспечить быстрый взлет и набор высоты.

Вместо аккумуляторов могут использоваться также и суперконденсаторы, обладающие еще более высокой удельной мощностью. Кроме того, суперконденсаторы имеют высокую скорость заряда/разряда и устойчивы к перезаряду, что позволяет значительно уменьшить колебания напряжения на питающей шине. Таким образом, суперконденсаторы могут дополнительно усилить гибридную энергетическую систему дрона, увеличив ее удельную мощность и уменьшив время отклика.

### **Центры обработки данных**

Центры обработки данных испытывают растущую потребность в более высокой удельной мощности и повышении уровня резервирования.

Особенностью потребления энергии информационным оборудованием является резкое колебание уровня энергопотребления, что потребовало пересмотра подходов к построению систем электропитания, разработанных 40 лет назад, в том числе, и требований к величине удельной мощности. На сегодняшний день энергопотребление ИТ-стоек продолжает увеличиваться в геометрической прогрессии, поэтому чем выше удельная мощность конкретного оборудования, тем более качественно оно может удовлетворить потребности конечных пользователей.

Таким образом, использование ИТ-оборудования с традиционной удельной мощностью 40...80 Вт/фут<sup>2</sup> (430...861 Вт/м<sup>2</sup>) в самом ближайшем будущем уже не сможет удовлетворить потребности клиентов.

## Радиосвязь

Мощность радиоволны, создаваемой передатчиком, также можно выразить через удельную мощность, показывающую какое количество энергии проходит через единицу площади пространства (Вт/м<sup>2</sup>). При использовании изотропных антенн радиоволны излучаются во всех направлениях, поэтому

удельную мощность радиосигнала на расстоянии  $R$  от антенны можно определить как мощность передатчика, деленную на площадь поверхности сферы с данным радиусом ( $4 R^2$ ).

Поскольку площадь поверхности сферы увеличивается пропорционально квадрату ее радиуса, то и удельная мощность радиоволны (Вт/м<sup>2</sup>) будет уменьшаться пропорционально квадрату расстояния между передатчиком и приемником.

## Заключение

Удельная мощность является важной характеристикой источника питания, и без четкого понимания и учета факторов, влияющих на ее величину, будет очень сложно создать надежное и эффективное оборудование. Конечно, на итоговую конструкцию того или иного устройства будут влиять и другие параметры, в первую очередь, функциональное назначение и температура окружающей среды. Однако понимание факторов, влияющих на удельную мощность, позволит создавать системы с высоким КПД и длительным сроком эксплуатации, характеристики которых будут оставаться на высоком уровне в течение многих лет. **РЛ**





## РАДИОЛОЦМАН.ЖУРНАЛ

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

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

## РАДИОЛОЦМАН.ФОРУМ

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

Обсуждайте статьи и новости, общайтесь!  
Приглашаем профессионалов.

## РАДИОЛОЦМАН.ЦЕНЫ

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

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

## РАДИОЛОЦМАН.СОЦ.СЕТИ

Обновления в привычном формате.



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



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



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

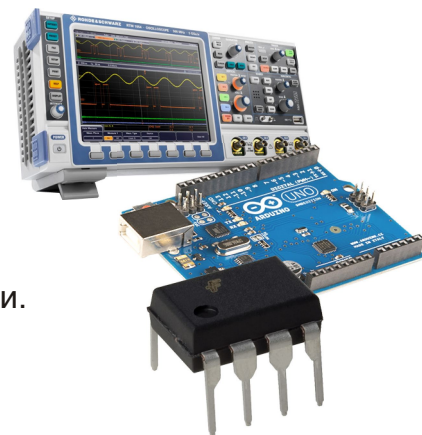


[twitter.com/rlocman](http://twitter.com/rlocman)

И еще многое другое на портале:

## РАДИОЛОЦМАН. ...

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



# Монитор контролирует температуру в трех тепловых зонах

Susan Pratt

EDN

Для измерения температуры в трех отдельных удаленных тепловых зонах можно использовать схему, содержащую одноканальный монитор температуры ADT7461, низковольтный КМОП мультиплексор 8-1 ADG708 с низкими утечками и три стандартных р-п-р транзистора 2N3906 (Рисунок 1). Мультиплексоры имеют внутреннее сопротивление  $R_{ON}$ , зависящее как от номера выбранного канала, так и от уровня сигнала, что обычно становится причиной искажения результатов измерения. В этой системе используется монитор температуры ADT7461, который может автоматически компенсировать все сопротивле-

ния, включенные последовательно с внешними датчиками, что позволяет использовать его в качестве многоканального монитора температуры. Поскольку сопротивления автоматически компенсируются, ни зависимость  $R_{ON}$  от напряжения на входах/выходах каналов, ни разброс сопротивлений между каналами влияния на точность схемы не оказывают. Сопротивления дорожек печатной платы и контактов разъемов также компенсируются, что позволяет размещать датчики температуры на некотором расстоянии от ADT7461. Конструкция не нуждается в пользовательской калибровке, поэтому ADT7461

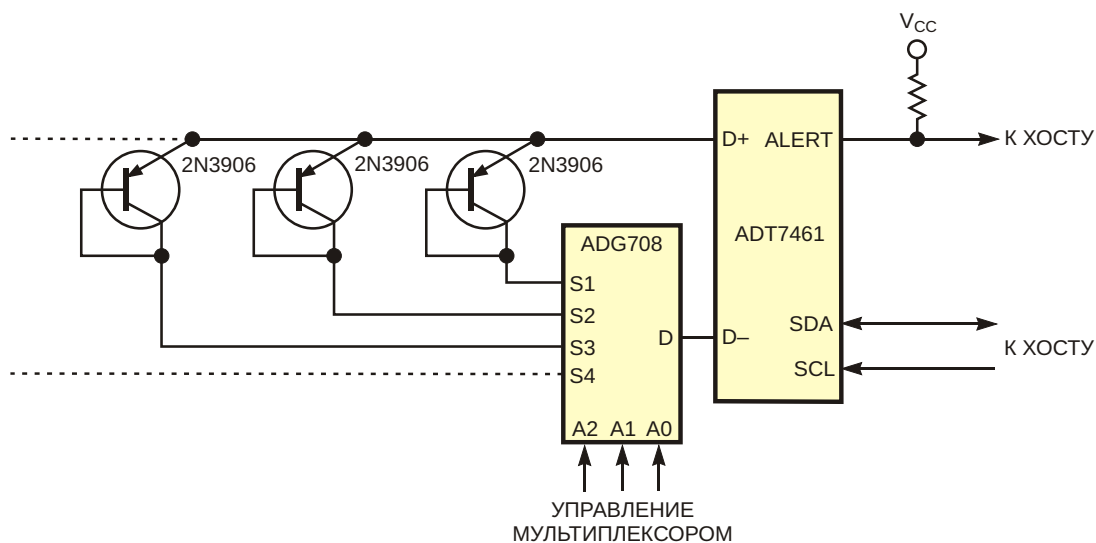
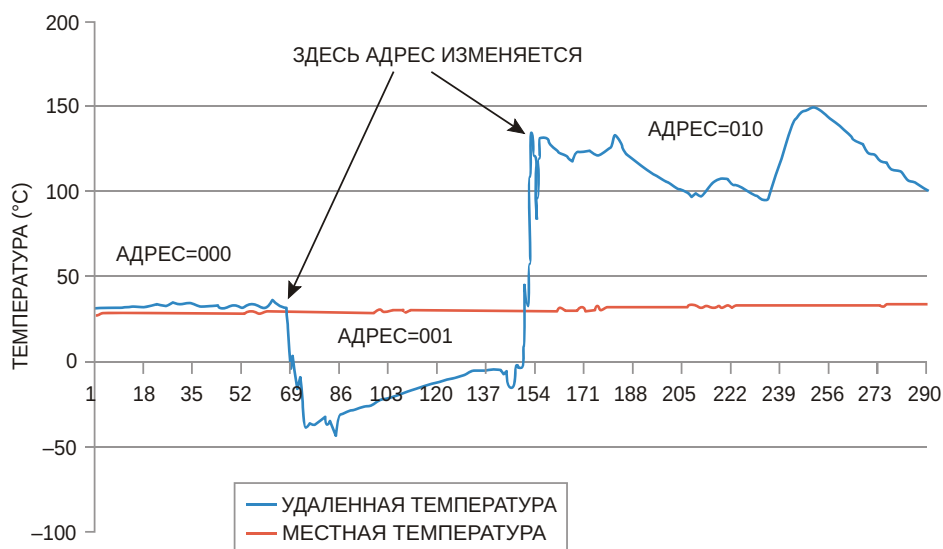


Рисунок 1. Эта система измеряет температуру в трех удаленных тепловых зонах.



**Рисунок 2.** Система на Рисунке 1 измеряет температуру окружающей среды (адрес 000), а также температуру холодной (адрес 001) и горячей (адрес 010) зон.

может подключаться напрямую к мультиплексу. Цифровой монитор температуры ADT7461 способен измерять температуру внешнего датчика с точностью  $\pm 1$  °C. Удаленным датчиком может быть монолитный или дискретный транзистор, который обычно подключается к контактам D+ и D– монитора ADT7461. В дополнение к каналу подключения удаленного датчика ADT7461 имеет встроенный датчик температуры.

Эмиттеры включенных диодами транзисторов соединены вместе и подключены к входу D+ микросхемы ADT7461, а соединения базы и коллектора подведены к отдельным входам мультиплексора (S1 ... S3). Выбранный удаленный транзистор подключается к входу D– микросхемы ADT7461 путем установки адреса мультиплексора на выводах A2, A1 и A0 с помощью цифровой схемы управления. Затем ADT7461 измеряет температуру любого транзистора, подключенного через мультиплексор. ADT7461 измеряет температуру выбранного датчика без помех со стороны

других транзисторов. На Рисунке 2 показаны результаты измерений температуры трех удаленных датчиков. Датчик с адресом 000 находится при комнатной температуре, температура датчика 001 низкая, а датчика 010 – высокая. Если никакой датчик не выбран, ADT7461 устанавливает во внутреннем регистре флаг «обрыв цепи» и активирует выход предупреждающего прерывания. Систему можно расширить, включив в нее столько внешних датчиков температуры, сколько требуется для конкретного приложения. Фактором, ограничивающим количество внешних датчиков, является время, необходимое для измерения температуры всех датчиков. Если конструкция требует двухпроводного последовательного управления мультиплексором, вместо ADG708 можно использовать ADG728. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices ADG708](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor ADT7461](#)
3. [Datasheet Magnatec 2N3906](#)

# Снижение шумов и пульсаций с помощью малошумящего понижающего преобразователя

Steve Schnier, Texas Instrument

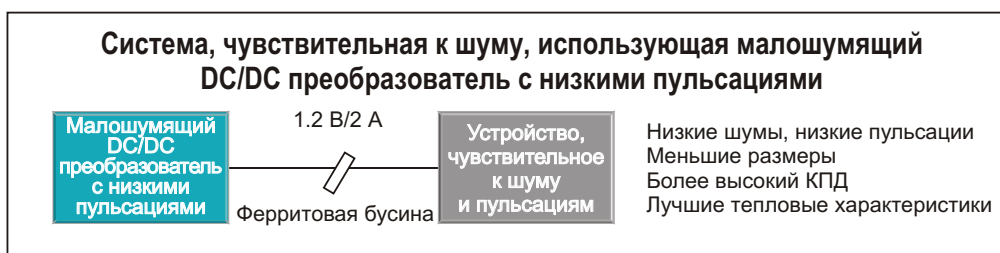
Минимизация шума является общей проблемой инженеров, разрабатывающих источники питания для чувствительных к шуму элементов контрольно-измерительных и радиотехнических систем, таких как тактовые генераторы, преобразователи данных или усилители. Хотя термин «шум» может пониматься по-разному разными людьми, в этой статье я определю его как низкочастотный тепловой шум, создаваемый резисторами и транзисторами в схеме. Шум можно определить по кривой его спектральной плотности в микровольтах на корень из герц, и как интегрированный выходной шум в среднеквадратичных микровольтах, как правило, в некотором диапазоне от 100 Гц до 100 кГц. Шум в источнике питания может ухудшить характеристики аналого-цифрового преобразователя и вызвать дрожание тактовых импульсов.

Традиционный подход к построению источников питания для генераторов синхросигналов, преобразователей данных или усилителей основан на использовании DC/DC преобразователя, подключенного к его выходу линейного регулятора с низким падением напряжения (LDO), такого как TPS7A52, TPS7A53 или TPS7A54, и оконечного фильтра на базе ферритовой бусины, как это показано на Рисунке 1. Такой подход сводит к минимуму как шумы, так и пульсации источника питания, и хорошо работает при токах нагрузки, меньших примерно 2 А. Однако по мере увеличения нагрузки потери мощности в LDO приводят к проблемам с КПД и отводом тепла. Например, в типичном приложении аналогового интерфейса LDO пострегулятор может добавить 1.5 Вт потерь мощности. Значит у тех, кому надо совмес-



**Рисунок 1.** Типичная малошумящая архитектура, основанная на использовании DC/DC преобразователя, LDO регулятора и фильтра с ферритовой бусиной.





**Рисунок 2.** Использование малошумящего понижающего преобразователя без LDO регулятора.

титель в своей конструкции низкий уровень шума и высокий КПД, нет вариантов? Не совсем.

### Использование малошумящего понижающего преобразователя вместо LDO регулятора

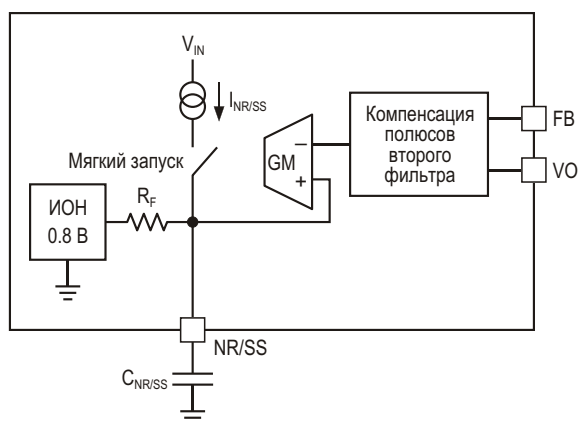
Один из способов контроля потерь мощности – минимизация падения напряжения на LDO регуляторе. Однако такой подход отрицательно скажется на шумовых характеристиках. Кроме того, более мощные LDO обычно крупнее, что может увеличить размеры и стоимость конструкции. Более эффективный способ обеспечения низкого уровня шума при одновременном контроле потерь мощности – это полное исключение LDO из схемы и использование малошумящего понижающего DC/DC преобразователя, как показано на Рисунке 2.

Я знаю, о чем вы думаете: каким образом можно, удалив основное устройство, предназначенное для подавления шумов, все

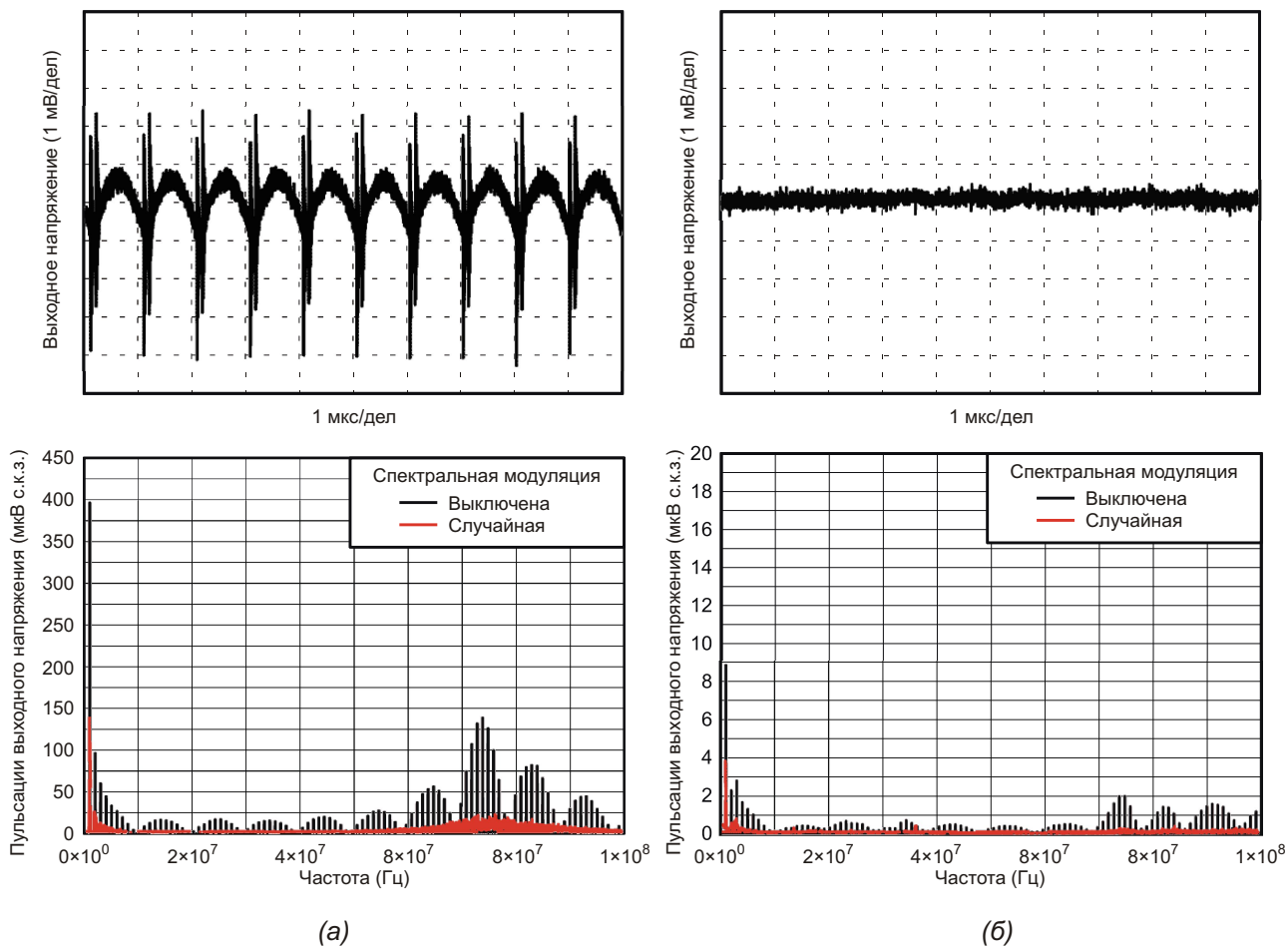
равно обеспечить низкий уровень шума? Многие источники опорного напряжения (ИОН) LDO регуляторов имеют фильтр нижних частот, минимизирующий шум в усилителе ошибки. В семействе малошумящих понижающих преобразователей TPS62912 и TPS62913 [1] реализован вывод шумоподавления/мягкого запуска (NR/SS) для подключения к нему внешнего конденсатора, который вместе со встроенным резистором  $R_F$  образует фильтр нижних частот (Рисунок 3). Эта реализация, по существу, имитирует поведение фильтра нижних частот опорного источника LDO регулятора.

### А как насчет пульсаций выходного напряжения?

Каждый DC/DC преобразователь создает пульсации выходного напряжения на своей частоте переключения. В прецизионных системах уровни пульсаций напряжения на шинах аналогового питания должны быть как можно более низкими, чтобы минимизировать спектральные пики, которые обычно зависят от частоты переключения DC/DC преобразователя, величины индуктивности, выходной емкости, эквивалентного последовательного сопротивления и эквивалентной последовательной индуктивности. Чтобы уменьшить пульсации напряжения на нагрузке, создаваемые этими компонентами, инженеры часто используют LDO и/или небольшую ферритовую бусину и конденсаторы для создания П-образного фильтра. Понижающие преобразователи с низким уровнем пульсаций, такие как TPS62912 или TPS62913, рассчитаны на использование такого фильтра, для чего в них интегрированы схемы компенсации ферритового фильтра и частотной коррекции цепи обратной связи от удаленного



**Рисунок 3.** Блок-схема малошумящего понижающего преобразователя с фильтром напряжения опорного источника.



**Рисунок 4.** Пульсации выходного напряжения до фильтра с ферритовой бусиной (а) и после фильтра (б).

датчика. Использование индуктивности ферритовой бусины в сочетании с дополнительным выходным конденсатором устраняет высокочастотные компоненты пульсаций выходного напряжения, снижая пульсации, как видно из Рисунка 4, примерно на 30 дБ.

## Заключение

Благодаря интеграции функций, снижающих системные шумы и пульсации, малошумящие понижающие преобразователи могут помочь инженерам в создании решения для малошумящего источника питания без необходимости использования LDO регулятора. Конечно, допустимые уровни шума будут различаться для разных приложений, как и характеристики для разных выходных напряжений, поэтому только вы можете выбрать

наилучший вариант малошумящей архитектуры для своего проекта. Но если вы хотите упростить схему малошумящего источника аналогового питания, снизить потери мощности и уменьшить общую площадь, занимаемую конструкцией, подумайте об использовании понижающего преобразователя с низким уровнем шумов. **РЛ**

## Ссылки

1. [Texas Instruments представила первые в отрасли понижающие преобразователи с компенсацией ферритового фильтра](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TPS62912](#)
2. [Datasheet Texas Instruments TPS62913](#)

# Активные коммутаторы в мосте переменного тока увеличивают КПД

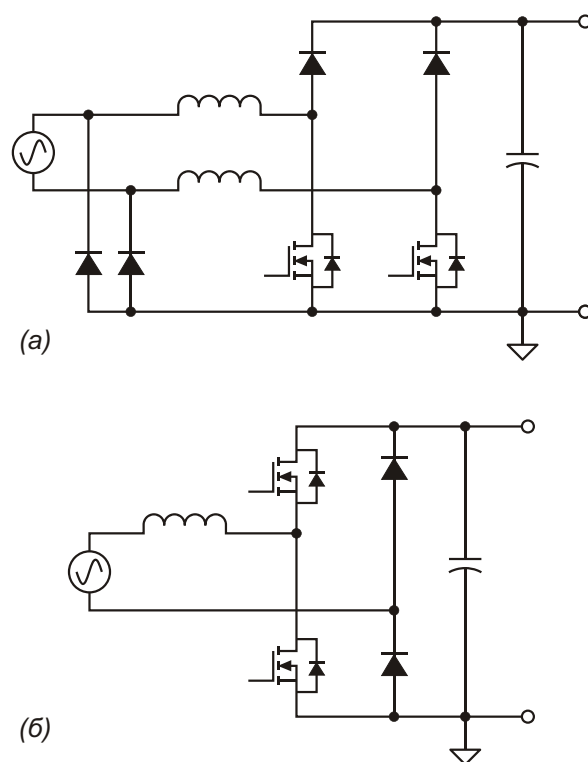
*Siran Wang u Walter Yeh, Monolithic Power Systems*

Повышение КПД преобразования энергии и удельной мощности всегда были основными целями отрасли источников питания. За последнее десятилетие был достигнут феноменальный прогресс благодаря разработке новых силовых устройств, схемных решений и специализированных микросхем. Эволюция MOSFET с суперпереходом, SiC диодов, а также новейших GaN МОП-транзисторов обеспечивает более высокий КПД переключения на более высоких частотах. Одновременно быстро внедряются новые современные топологии и соответствующие схемы управления. В результате теперь появилась реальная возможность обеспечить рабочий режим с оптимальным соотношением потерь проводимости и потерь переключения.

Однако диодный мост, который обычно используется в качестве входного выпрямителя сетевого напряжения, остается серьезной проблемой, препятствующей повышению КПД и плотности мощности. Прямое падение напряжения на высоковольтном выпрямительном диоде обычно составляет около 1 В. Это означает, что два диода на пути сетевого тока могут привести к общему снижению КПД более 1%, особенно при низком напряжении сети.

Например, рассмотрим один из самых популярных на сегодняшний день стандартов эффективности 80 Plus. 80 Plus Titanium требует пикового КПД 96% при напряжении 230 В AC и 94% при 115 В AC. При довольно высоком КПД второго каскада DC/DC преоб-

разователя, находящемся на уровне 98%, на выпрямительный мост из-за высоких потерь проводимости может приходиться основная доля рассеиваемой мощности, выделенной на весь корректор коэффициента мощности (ККМ). Более того, диодный мост может стать самой нагретой точкой в источнике питания, ограничивая удельную мощность и создавая еще одну проблему для тепловых расчетов.



**Рисунок 1.** Безмостовые топологии ККМ.

Снижение потерь энергии в выпрямительном мосте – следующая важная веха для отрасли источников питания. Уже выработаны подходы к решению этой проблемы, двумя наиболее популярными из которых являются безмостовые ККМ с двойным повышающим преобразованием и двухтактные ККМ. На Рисунке 1 показано, что в обеих топологиях количество выпрямительных диодов на пути сетевого тока уменьшено с двух до одного, что снижает потери проводимости в мосте.

Проводимые в настоящее время исследования и опытные конструкции демонстрируют многообещающие результаты. Однако пока эти решения не получили широкого распространения на массовом потребительском рынке, поскольку все еще не пройден путь разработки микросхем, поддерживающих эти сложные методы, которые обладали бы конкурентоспособной стоимостью при подтвержденной надежности. Безмостовые ККМ с двойным повышающим преобразованием требуют дополнительных крупных дросселей для подавления синфазных помех, что является серьезным недостатком с точки зрения стоимости и размеров. Для двухтактных ККМ обычно нужны дорогостоящие компоненты, такие как драйверы верхнего плеча и изолированные измерители тока. Мало того, боль-

шинство этих конструкций либо основано на цифровых сигнальных процессорах, либо, если в них используются обычные микросхемы контроллеров ККМ, содержат большое количество дискретных компонентов.

Вместо того чтобы ждать появления новой микросхемы контроллера для безмостовых топологий, другая простая и быстрая альтернатива может снизить потери мощности в мосте уже сейчас. Основная идея заключается в замене двух выпрямительных диодов нижнего плеча на MOSFET синхронного выпрямителя. При этом остальная часть схемы источника питания, включая все силовые каскады и микросхему контроллера, остается прежней. Рисунок 2 иллюстрирует концепцию использования микросхемы MP6925A компании MPS – двухканального драйвера синхронного выпрямителя, требующего небольшого количества внешних компонентов.

Микросхема MP6925A обычно используется в резонансных LLC преобразователях. Она активно управляет двумя MOSFET, основываясь на измерениях напряжения сток-исток ( $V_{CE}$ ). При замене диодов в нижнем плече моста переменного тока используются два высоковольтных полевых транзистора с р-п переходом ( $Q_{J1}$  и  $Q_{J2}$ ) для ограничения

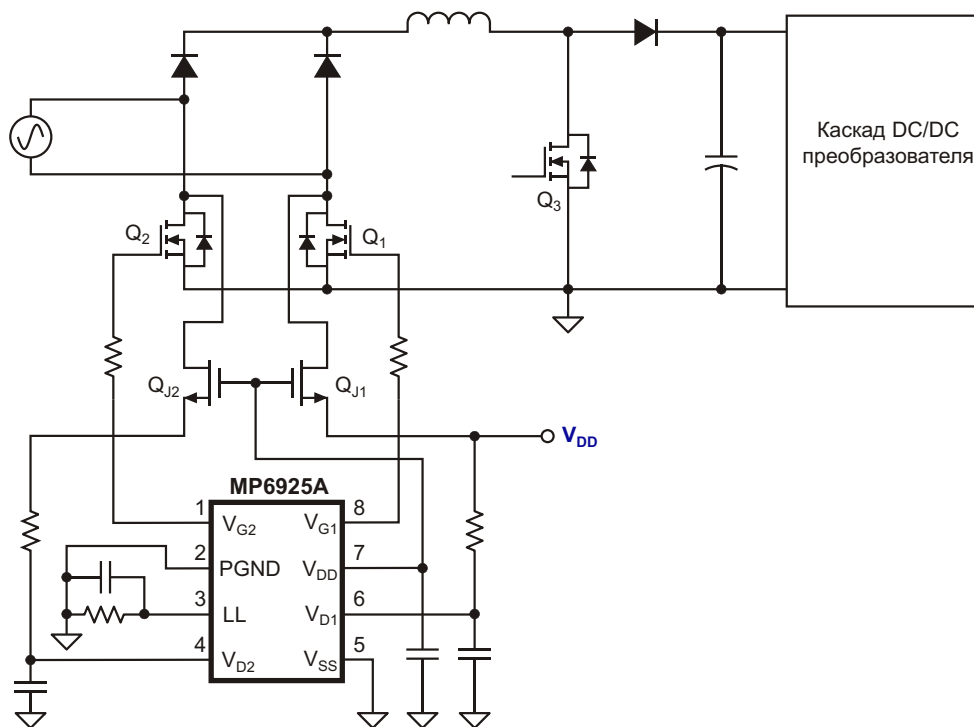
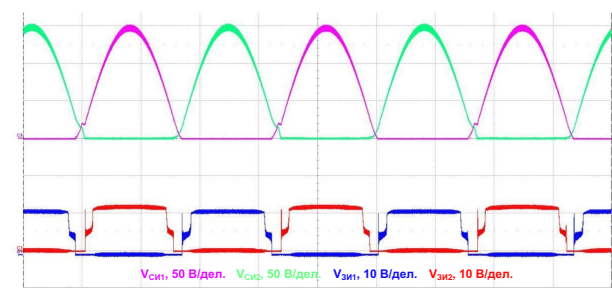
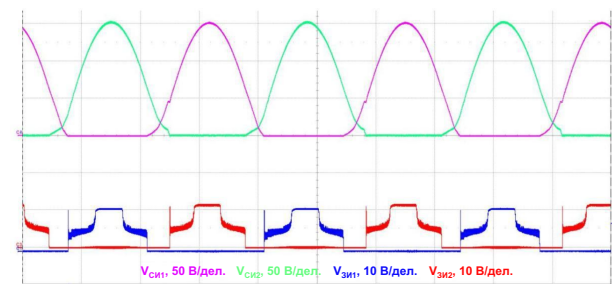


Рисунок 2. Мост с MOSFET синхронного выпрямителя в нижнем плече.





(a)

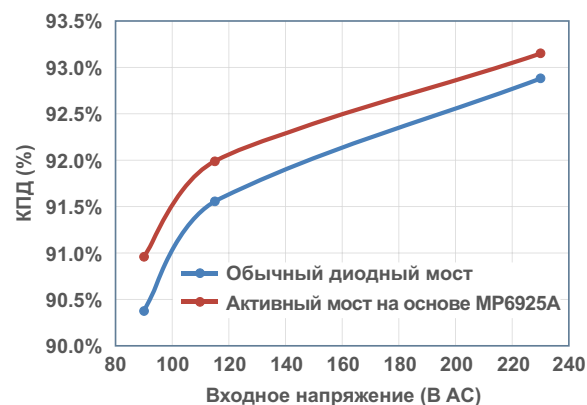


(б)

**Рисунок 3.** Типичные осциллограммы напряжений на MOSFET синхронных выпрямителей: а) входное напряжение 115 ВАС, полная нагрузка; б) входное напряжение 115 ВАС, нагрузка 20%.

высокого напряжения в процессе слежения за напряжением сток-исток ( $V_{СИ}$ ). Когда ток протекает через один из паразитных диодов MOSFET, при достижении напряжением  $V_{СИ}$  отрицательного порогового значения драйвер включает соответствующий MOSFET. Во время проводящего состояния MOSFET драйвер регулирует напряжение соответствующего затвора, чтобы поддерживать  $V_{СИ}$  ниже определенного уровня до тех пор, пока ток не станет слишком низким, чтобы напряжение  $V_{СИ}$  достигло порога отключения. На Рисунке 3 показаны типичные осциллограммы в узлах работающей схемы.

Конкурентоспособный драйвер синхронного выпрямителя должен иметь возможность очень быстрого выключения. Например, при управлении затвором с эквивалентной емкостью 4.7 нФ MP6925A может отключить транзистор с задержкой всего в 35 нс. В результате этот выпрямитель может эффективно предотвращать возникновение любых обратных токов MOSFET. Такое быстрое действие полезно и для самих MOSFET, поскольку исключает возможность их одновременного включения. Это гарантирует отсутствие сквозных токов и делает все решение очень надежным.



**Рисунок 4.** Экспериментальные результаты, полученные на примере 120-ваттного сетевого адаптера.

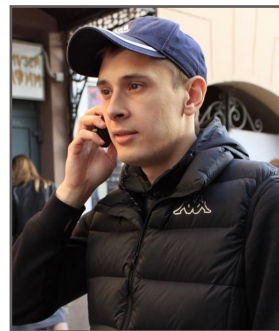
Эксперименты выполнялись на 120-ваттном сетевом адаптере, в котором в качестве активных ключей использовались 650-вольтовые MOSFET с сопротивлениями каналов 99 мОм, заменявшие два диода в нижнем плече моста. На Рисунке 4 видно, как улучшается КПД при замене диодов синхронными выпрямителями на MOSFET. При низком входном напряжении 115 В AC КПД при полной нагрузке увеличивается на 0.43%, что означает снижение общих потерь мощности более чем на 0.5 Вт. Для большинства приложений это является существенным улучшением как электрических характеристик, так и теплового режима.

Топология с активным мостом, основанная на мощном синхронном выпрямителе, обеспечивает не требующую сложного проектирования альтернативу для решения проблем больших потерь мощности в диодных мостах обычных ККМ. Замена в мостах диодов с практически фиксированным прямым напряжением на MOSFET может уменьшить потери проводимости за счет более низкого сопротивления MOSFET в открытом состоянии. Более того, по сравнению с другими исследуемыми сложными безмостовыми топологиями, это решение основано на специализированной микросхеме контроллера, требующей небольшого количества внешних компонентов. Это делает замену нижнего плеча моста активным выпрямителем экономичным решением, готовым к использованию в практических приложениях. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet MPS MP6925A](#)

# Универсальный тормозной модуль для частотного преобразователя



*Тимофей Захаров*

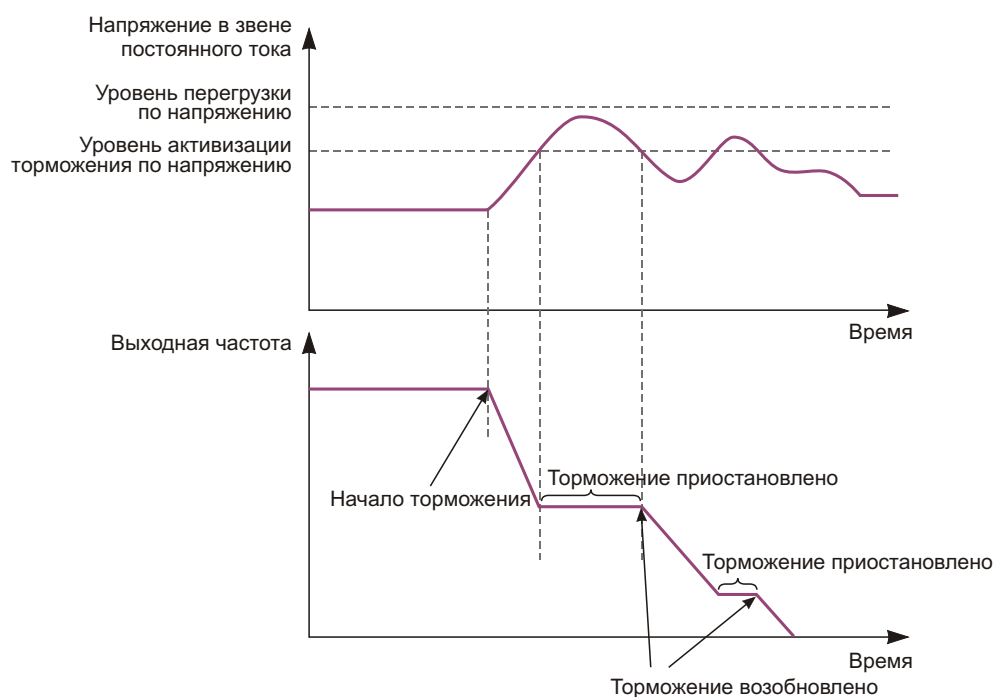
Частотные преобразователи становятся все более и более доступными для рядового потребителя. Многие мастера приобретают их для питания различных двигателей в личной мастерской. Предлагаю вашему вниманию схему универсального тормозного модуля для частотного преобразователя (далее ЧП) из недорогих и доступных деталей. Данный модуль требуется, если необходимо быстро останавливать двигатель при питании его от ЧП. Например, это крайне необходимо при нарезании резьб на токарном станке. Если вовремя не остановить шпиндель или не отвести резец, он может нарезать лишнего и даже врезаться в патрон.

Во многих ЧП этот модуль уже встроен, причем, иногда уже вместе с тормозным резистором (реостатом). В некоторых встроена только управляющая часть, тормозной реостат необходимо подключать дополнительно. В моем же ЧП из соображений компактности и удешевления блока этот модуль предполагается подключать целиком в виде внешнего отдельного блока. Найти такой модуль оказалось проблемой, поэтому и пришлось разработать его самостоятельно.

В ЧП исходное напряжение (одна фаза 220 В или три фазы 380 В) выпрямляются до постоянного тока (по-хорошему – обязательно с коррекцией коэффициента мощности). А потом из постоянного тока с помощью широт-

но-импульсной модуляции (ШИМ) снова генерируются, но уже три фазы, сдвинутые на 120 градусов. При этом можно в некоторых пределах изменять напряжение и частоту этих фаз, и, соответственно, частоту вращения асинхронного двигателя (поскольку в асинхронных двигателях частота питающей сети напрямую определяет частоту вращения ротора). Таким образом можно плавно разгонять и тормозить двигатель и менять частоту его вращения.

Принцип действия трехфазного асинхронного двигателя заключается в том, что трехфазный ток в обмотках статора создает вращающееся магнитное поле. Это поле наводит в короткозамкнутом роторе ток, который начинает взаимодействовать с вращающимся магнитным полем таким образом, что ротор начинает вращаться в ту же сторону, что и магнитное поле, так, чтобы поля статора и ротора стали взаимно неподвижными. В двигательном (при разгоне и работе) режиме частота вращения ротора немного меньше частоты вращения магнитного поля. Эта относительная разность скоростей вращения ротора и частоты переменного магнитного поля называется скольжением. При торможении ЧП генерирует вращающееся магнитное поле частотой меньше чем та, с которой в данный момент вращается ротор, при этом двигатель переходит в генераторный режим и начинает не потреблять, а отдавать энергию.



**Рисунок 1.** Торможение ЧП без тормозного резистора.

В частотном преобразователе эта отданная энергия начинает накапливаться в конденсаторах фильтра выпрямленного напряжения звена постоянного тока, приводя к увеличению напряжения на них вплоть до их пробоя. Некоторые модели ЧП умеют рекупировать эту энергию, возвращая ее обратно в сеть переменного тока. Но это приводит к существенному усложнению их схемы. Такой ЧП вместо простых и дешевых выпрямительных диодов должен иметь на входе схему синхронного выпрямителя, по сути, такой же трехфазный транзисторный мост, как и на его выходе. Такое усложнение имеет смысл и оправдано для приводов двигателей с частыми разгонами и торможениями, приводящих в движение высокоинерционные механизмы и часто работающих в режиме торможения. Это, например, электродвигатели привода лифтов. Когда кабина едет с пассажирами вверх, лифт потребляет электроэнергию, когда едет вниз – отдает ее обратно в сеть.

Большинство же ЧП, в том числе и используемые на производстве, все же собраны по более простым схемам и рекуперации не имеют. Вместо этого в момент торможения специальным транзисторным ключом к конденсаторам фильтра подключается тормозной реостат, или попросту обычный резистор.

Этот резистор отбирает на себя лишнюю мощность, преобразуя ее в тепло и не позволяя, тем самым, напряжению на конденсаторах вырасти сверх допустимого уровня.

Следует отметить, что у некоторых специалистов существует ошибочное представление о роли этого резистора. Они рассуждают по аналогии с двигателями постоянного тока, применяемыми, например, на электротранспорте. Там, в момент торможения двигатель отключается от сети, переводится в генераторный режим и подключается к тормозным реостатам. Таким образом, механическая энергия преобразуется сначала в электрическую электродвигателем, а потом в тепловую реостатом. В асинхронных двигателях немного не так. В них торможение осуществляет (создает тормозящее магнитное поле) не реостат, а именно сам ЧП. Реостат подключается к ЧП исключительно для защиты самого ЧП от перенапряжения, вызванного избыточной энергией, полученной от двигателя. ЧП может работать и без реостата, расходуя эту энергию, например, на собственные нужды. В моем ЧП фирмы «Отгон» этот режим реализуется следующим образом: частотный преобразователь начинает торможение, напряжение на конденсаторах фильтра растет (Рисунок 1). Когда напряжение дорастает до опре-

деленного уровня, задаваемого значением в определенном регистре, ЧП торможение прекращает. Энергия конденсаторов расходуется на питание самого преобразователя, тратится на переключение транзисторов. После того как она упадет ниже безопасного уровня, ЧП снова начинает тормозить двигатель. Торможение получается прерывистым. Но, по сравнению с режимом торможения простым выбегом, останов происходит несколько быстрее.

Но наиболее быструю остановку двигателя можно получить, утилизируя энергию на тормозном реостате. Скорость остановки механизма в этом случае ограничена только током, который могут коммутировать выходные транзисторы, и током, который может гасить в себе тормозной реостат. Если мощность, которую необходимо «загасить» реостатом, еще можно как-то прикинуть, анализируя мощность и инерцию механизма, то вот максимальный ток коммутирующих транзисторов, который выдержит при этом сам ЧП, неизвестен. Однако, в общем случае, знать это и не требуется. Обычно, сопротивления реостатов для работы с конкретной моделью ЧП приведены в его описании. Если этой информации нет, как в случае моей модели ЧП, то можно посмотреть ее в описании на модель другой серии или другой фирмы на аналогичную мощность и аналогичное рабочее напряжение. Примерное значение можно взять, например, из Таблицы 1.

Для моего ЧП на мощность 1.5 кВт при питании от 380 В тормозной резистор должен иметь сопротивление около 400 Ом и рассеивать мощность примерно 300 Вт. При этом для определенных моделей ЧП указывается и минимально допустимое сопротивление этого реостата, ограниченное, вероятно, допустимым максимальным током коммутирующего транзистора.

Принцип работы тормозного модуля прост. Модуль должен отслеживать напряжение на фильтрующих конденсаторах звена постоянного тока ЧП. При его увеличении выше определенного уровня параллельно подключается гасящий резистор. При снижении до безопасного уровня резистор отключается. Какие же должны быть пороги включения и выключения резистора? С одной стороны, порог должен быть как можно меньше, чтобы как можно раньше включить резистор и начать

**Таблица 1.** Сопротивление и мощность тормозного резистора в зависимости от мощности ЧП и напряжения сети. (Источник: Интернет)

Напряжение сети, В	Мощность двигателя, кВт	Сопротивление резистора, Ом	Мощность резистора, Вт
220 (230)	0.4	200	80
	0.75	200	80
	1.5	100	300
	2.2	70	300
380 (400)	0.75	750	80
	1.5	400	300
	2.2	250	300
	3.7	150	400
	5.5	100	500
	7.5	75	1000

гасить энергию, не дожидаясь, когда напряжение на конденсаторах вырастет до опасных величин. Но, с другой стороны, это напряжение должно быть больше максимально возможного рабочего напряжения на конденсаторах. При питании от сети переменного тока напряжение этой сети может изменяться в некоторых пределах, соответственно, также будет меняться и напряжение на фильтрующих конденсаторах. По ГОСТ 13109-87 максимальное отклонение напряжения сети составляет 10%. Максимальное напряжение при питании от сети 230 В – 253 В, при питании от сети 400 В – 440 В. При этом, после выпрямления на конденсаторах фильтра будет 357 В и 620 В, соответственно. С другой стороны, в настройках защиты ЧП от перенапряжения можно выставить параметр от 660 до 790 В. Таким образом, пороговое напряжение для срабатывания тормозного модуля можно выбрать любое в районе 630...680 В с гистерезисом примерно 10 В. Небольшой гистерезис необходим для предотвращения дребезга при переходе через пороговое напряжение.

Входное напряжение отслеживается управляемым стабилитроном DA1 типа TL431 (Рисунок 2). Делитель напряжения R1, R2 выбран таким, чтобы уровень его срабатывания был около 680 В. Цепочка C1, R7 обеспечивает небольшой гистерезис и ФНЧ для предотвращения возбуждения и дребезга вблизи порогового напряжения. R4, R5 обеспечивают минимальный рабочий ток микросхемы и управляют транзистором VT1,







**Рисунок 4.** Внешний вид блока.

обычных. При этом следует учитывать максимально допустимое рабочее напряжение на резисторах. Для резисторов поверхностного монтажа оно составляет 50 В для типоразмеров 0603, 150 В для 0805, 200 В для 1206. Для выводных резисторов оно составляет примерно 200 В для резисторов мощности 0.125 Вт, 250 В для 0.25 Вт, 350 В для 0.5 Вт, 500 В для 1 Вт и 750 В для 2-ваттных резисторов. Таким образом, набирая нужное сопротивление из выводных резисторов мощностью, например, 0.25 Вт, их нужно применить не менее 4 штук в цепочке. Сопротивление R1 также не критично, его можно изменять в широких пределах, но не более 10 МОм. Изменяя сопротивление этого резистора, одновременно нужно пересчитывать и сопротивление резистора R2 для сохранения коэффициента деления делителя напряжения. Пересчитать можно по приблизительной формуле:  $R2=2.5 \times R1/650$ . Полученное сопротивление необходимо округлить в большую сторону из ближайших сопротивлений ряда. В схеме необходимо предусмотреть возможность подпайки параллельно R2 дополнительных резисторов для подгонки напряжения срабатывания.

Резистор R3 должен быть мощностью не менее 5 Вт. Стабилитроны КС680А можно заменить другими с суммарным напряжением стабилизации 300-360 В, например, Д817Г, КС620А, КС650А, 2С920А, 2С950А, 2С980А. Их необходимо установить на небольшие алюминиевые радиаторы.

Транзистор VT1 заменяется любым низковольтным р-п-р с током коллектора не менее 0.1 А. Транзистор VT2 можно заменить любым высоковольтным MOSFET с допусти-

мым напряжением сток-исток не менее 900-1200 В, током 5-10 А и сопротивлением в открытом состоянии 1-3 Ом. Светодиоды – любые, красного и зеленого цвета свечения.

В качестве источника питания подойдет любое ЗУ с выходным током не менее 0.1 А и выходным напряжением 9 В. При выборе из нескольких моделей ЗУ следует отдавать предпочтение фирменным изделиям, собранным на специализированной микросхеме ШИМ, а не китайским аналогам, собранным на одном транзисторе. Я использовал зарядное устройство на 5 В, подняв его выходное напряжение до 9 В увеличением сопротивления цепи обратной связи микросхемы ШИМ. При этом даже не пришлось менять какие-либо другие компоненты.

Схему можно легко переделать и для работы с ЧП на 230 В. В этом случае необходимо пересчитать делитель R1, R2 для срабатывания при пороговом напряжении около 370 В. Если оставить R1 тем же, то R2 должен будет иметь сопротивление примерно 33 кОм. Также необходимо будет уменьшить сопротивление R3 до 4.7 кОм; тогда мощность, рассеиваемая на этом резисторе, не будет превышать 0.5 Вт. Выходной транзистор можно применить более низковольтный. В остальном же схема не изменяется.

Схема проста, при исправных компонентах и правильной сборке начинает работать сразу. Единственное, необходимо проверить правильность установки порога срабатывания и, при необходимости, подобрать желаемый, припаявая параллельно резистору R2 дополнительные резисторы. Подавать различное напряжение можно, например, с помощью гальванически развязанного ЛАТРа. Повышенное напряжение можно получить с помощью простого удвоителя напряжения, собранного из двух диодов и двух конденсаторов. Диоды должны быть на обратное напряжение не менее 600 В, конденсаторы – на напряжение не менее 450 В.

Контролируя параметры схемы при работе в составе с ЧП, следует соблюдать повышенные правила электробезопасности. В схеме присутствует высокое напряжение – до 800 В, все элементы схемы гальванически связаны с сетевым напряжением, поэтому касание элементов схемы во время работы недопустимо. Для монтажа схемы и тормозного рео-

стата необходимо использовать провода, рассчитанные на повышенное напряжение, с утолщенной изоляцией.

При отсутствии готового тормозного реостата, рекомендованного производителем, его можно собрать из нескольких мощных резисторов, отопительных или нагревательных ТЭНов и различных других нагревательных элементов, например, от отслуживших свое утюгов, чайников, электроплиток и пр. У меня получилось приобрести несколько штук ТЭНов весьма недорого (правда, для других целей) на рынке, просто попросив продавца продать самые неликвидные товары. Для улучшения отвода тепла нагревательные элементы желательно закрепить на металлических частях станка или обеспечить теплоотвод иными способами. Напряжение, которое подается на реостат в момент торможения, может достигать 800 В, поэтому набирать нужное сопротивление необходимо из 3-4 нагревательных элементов, рассчитанных на 220 В и включенных последовательно. Для этих целей отлично подходит, например, конфорка от бытовых электроплит. Такая конфорка уже содержит внутри 3 спирали, включенных последовательно, имеет небольшие габариты, плоскую поверхность для теплоотвода и ее удобно крепить за уже имеющуюся резьбовую шпильку. Конфорка на 1 кВт имеет полное сопротивление всех спиралей около 470 Ом, на 1.5 кВт – около 300 Ом, на 2 кВт – около 220 Ом.

Я использовал в качестве реостата так называемый «трамвайный» обогреватель, давно валявшийся без дела в гараже еще от предыдущего владельца. Такой обогреватель рассчитан на работу от напряжения 750 В трамвайной электросети и имеет мощность 1 кВт. Обогреватель состоит из 8 отдельных ТЭНов сопротивлением 75 Ом каждый. ТЭНовы можно соединить различными способами – последовательно или параллельно, получая тем самым необходимое сопротивление согласно требованиям инструкции на ЧП. Обогреватель не требует принудительного охлаждения, имеет простую и дубовую конструкцию, единственный недостаток которой – большие габариты. В этом обогревателе я соединил 4 секции последовательно и получил тормозной реостат сопротивлением 300 Ом и средней мощностью 500 Вт. Оставшиеся 4 секции я соеди-

нил последовательно-параллельно (получившееся сопротивление 75 Ом) и использовал их как обычный обогреватель мощностью 650 Вт рабочего места и станка, включаемый в холодное время года для более комфортной работы.

Проверив правильность установки порога срабатывания, можно подключать модуль к ЧП и проверять его работу на реальном оборудовании. После этого, меняя настройки ЧП в соответствии с инструкцией по эксплуатации, можно выставить значительно меньшее время останова двигателя. Однако при установке слишком маленького значения этого параметра ЧП может выдать ошибку по превышению максимального тока при торможении. Это значит, что коммутирующие транзисторы ЧП не могут обеспечить большую скорость останова. С этим ничего сделать не получится, необходимо просто увеличить время торможения в настройках ЧП. Если при торможении возникает ошибка по превышению максимального напряжения в звене постоянного тока, это значит, что или модуль (реостат) неисправен или же он не справляется с отводом мощности, например, из-за высокой инерции механизма. При этом высвободившаяся энергия механизма заряжает конденсаторы фильтра до порогового значения, при котором происходит отключение функции торможения. В этом случае можно попробовать уменьшить сопротивление тормозного резистора до минимально допустимого значения, подключая параллельно дополнительные реостаты. Таким образом можно рассеять больше энергии в единицу времени. Если заменить реостат нет возможности, тогда подойдет другой способ – увеличить величину фильтрующей емкости, подключая параллельно конденсаторам фильтра дополнительные конденсаторы на необходимое напряжение. При этом энергия останавливаемого механизма будет запасаться в большей емкости, она будет дольше заряжаться и, соответственно, дольше разряжаться, как бы «размазывая» импульс мощности во времени. В тяжелых случаях можно комбинировать оба этих способа. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes TL431](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor BC640](#)
3. [Datasheet STMicroelectronics STW9NK90Z](#)

# Генератор линейно изменяющегося напряжения



Басков М. П.

М.П. Басков, О.Д. Левашов, Москва

Генераторы линейно изменяющегося напряжения широко применяются в экспериментальной практике для временной развертки каких-либо изучаемых процессов.

От таких генераторов требуется временная и температурная стабильность характеристик, таких как частота, линейность и амплитуда.

Недавно нам потребовался такой генератор для тестера солнечных панелей.

Тестер солнечных панелей должен принудительно и линейно изменять напряжение на выходе панелей, измеряя генерируемую мощность для фиксации точки максимальной мощности.

Генератор должен иметь как нарастающее, так и спадающее напряжение.

Нижний уровень напряжения «пилы» должен был стремиться к нулю, верхний составлять 2.5 В.

Получение линейно нарастающего и спадающего напряжения, изменяющегося от нескольких милливольт до нужного значения, при использовании однополярного питания является нетривиальной задачей.

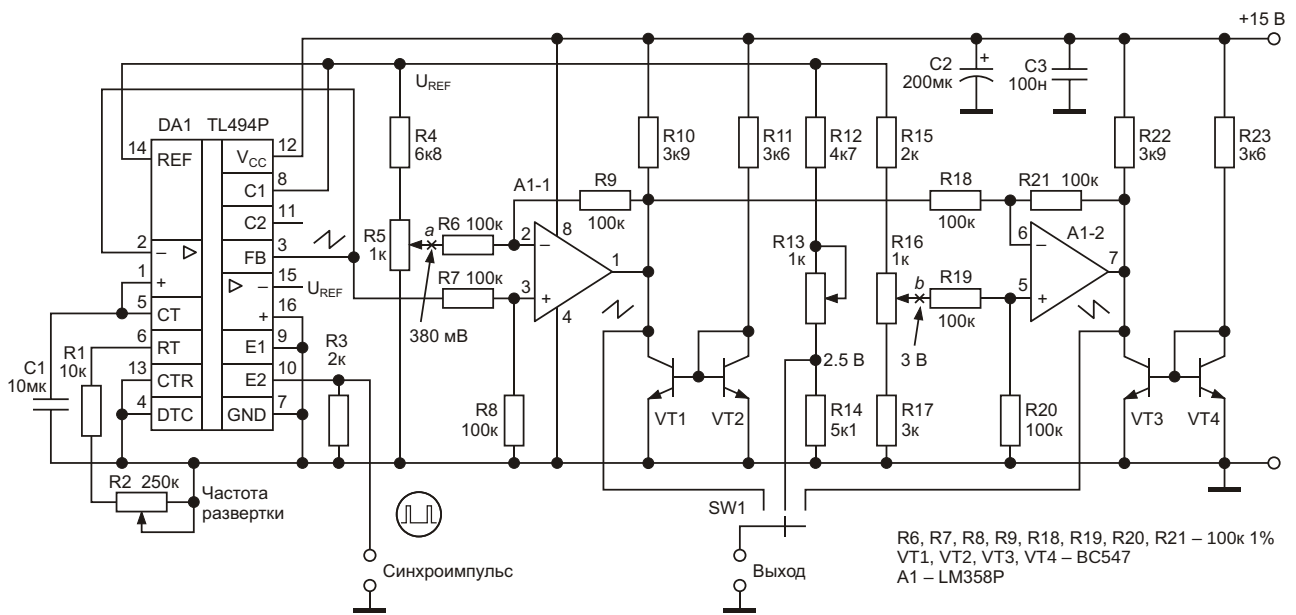
Стандартным решением является использование операционных усилителей «rail-to-rail» (RRO). Мы же воспользовались новым знанием, полученным из [1]. Результат представлен на Рисунке 1.

В качестве задающего генератора линейного пилообразного напряжения использована замечательная микросхема TL494P (DA1), широко применяемая при конструировании источников питания. Один из операционных усилителей ошибки этой микросхемы используется в качестве буферного повторителя пилообразного сигнала. Выходное напряжение высокостабильного источника +5 В, который входит в состав этой микросхемы, используется в качестве опорного для ручного режима тестирования солнечной панели.

Дополнительным преимуществом является возможность использования выходных транзисторов микросхемы для формирования синхроимпульсов запуска развертки осциллографа.

Минимальный уровень пилообразного напряжения, генерируемого этой микросхемой, составляет примерно 0.7 В. Для его подтяжки к нулю используется операционный усилитель А1-1 в дифференциальном включении, нагруженный на генератор тока, реализованный на транзисторах VT1, VT2. Это позволило получить на его выходе линейно нарастающее напряжение с минимальным значением 10 мВ. Это значение устанавливается потенциометром R5. Для получения линейно падающего напряжения сигнал с выхода А1-1 инвертируется ОУ А1-2, включенным аналогичным образом. Близкий к





**Рисунок 1.** Генератор линейно изменяющегося напряжения.

нулю уровень сигнала на его выходе обеспечивается регулировкой потенциометра R16. Линейно изменяющиеся напряжения с выходов усилителей A1-1 и A1-2 подаются на входы переключателя SW1. Туда же подается опорное напряжение от микросхемы DA1.

Резистором R13 устанавливается напряжение, равное амплитудному значению линейно изменяющегося напряжения 2.5 В.

С указанными на схеме номиналами резистора R1 и конденсатора C1 частота генератора изменяется от 0.7 до 16 Гц. Однако

диапазон частот линейно изменяющихся напряжений ограничивается только частотными свойствами применяемых операционных усилителей. **ПЛ**

## Литература

1. [Источник тока расширяет диапазон выходных напряжений ОУ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TL494](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM358](#)

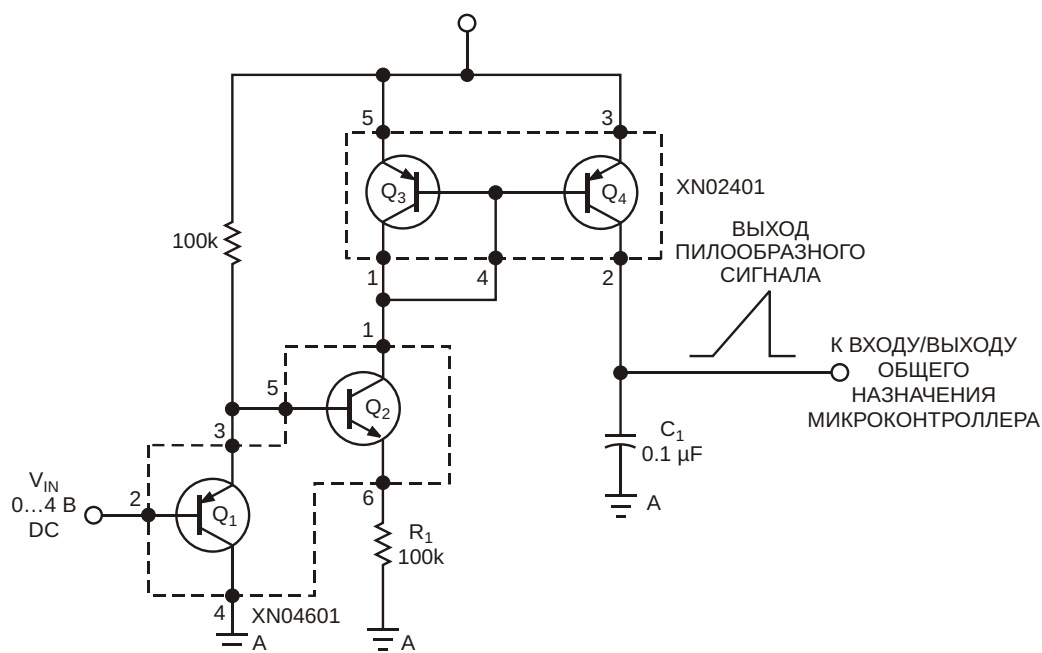
# Аналоговый входной интерфейс для любого микроконтроллера

Steven Hageman

EDN

Простой АЦП на Рисунке 1 идеально подходит для передачи аналоговых сигналов в чисто цифровой микроконтроллер. Его можно собрать, используя всего пять компонентов для поверхностного монтажа, которые стоят менее 50 центов, что примерно вдвое дешевле однокристального АЦП того же объема. Кроме того, для работы этой конструкции требуется только один вывод микроконтроллера. Хотя всегда можно

купить микроконтроллер со встроенным АЦП, в некоторых случаях такое решение непрактично. Например, в моем случае к уже разработанному USB-совместимому микроконтроллеру с чисто цифровым интерфейсом потребовалось с минимальными затратами добавить аналоговый вход для потребительского приложения. В схеме на Рисунке 1 используются транзисторные сборки компании Panasonic.  $Q_1/Q_2$  и  $Q_3/Q_4$  – это пары тран-



**Рисунок 1.** Используя две транзисторные сборки и три дискретных компонента можно собрать аналоговый интерфейс для микроконтроллера.

зисторов, объединенных в одном корпусе. На сборке  $Q_1/Q_2$  сделан преобразователь напряжение-ток. Напряжение на эмиттере транзистора  $Q_1$  на величину падения на р-п переходе больше, чем на его базе. Напряжение база-эмиттер транзистора  $Q_2$  повторяет исходное входное напряжение на резисторе  $R_1$ , а затем  $R_1$  преобразует это напряжение в ток.

Сборка  $Q_3/Q_4$  сконфигурирована стандартным токовым зеркалом. Ток, протекающий в коллекторе  $Q_3$ , пропорционален току коллектора  $Q_4$ . Выходное сопротивление коллектора  $Q_4$  велико, поэтому  $Q_4$  может считаться источником тока. Ток транзистора  $Q_4$  заряжает конденсатор  $C_1$  со скоростью, пропорциональной входному напряжению. Для значений номиналов компонентов, показанных на Рисунке 1, время преобразования изменяется от 3 мс при входном напряжении 4 В до 56 мс при входном напряжении 0.1 В. В схеме используется тот факт, что большинство микроконтроллеров общего назначения имеют двунаправленную структуру портов ввода-вывода. То есть, вывод порта можно запрограммировать как вход или как выход. Когда вывод настроен как вход, его входное сопротивление очень велико, и он может отслеживать линейно нарастающее напряжение во время заряда конденсатора  $C_1$ . Когда выход запрограммирован как выход, на нем можно установить низкий логический уровень, чтобы он разряжал  $C_1$  для следующего цикла преобразования. Описанная последовательность действий реализует операцию цикла аналого-цифрового преобразования. Основные операции выполняются в следующей последовательности:

1. На выводе микроконтроллера, к которому подключен АЦП, установить «лог. 0» для разряда конденсатора  $C_1$ .
2. Сбросить выбранный таймер микроконтроллера.
3. Настоят вывод микроконтроллера как вход.
4. Запустить таймер и позволить ему вести отсчет до тех пор, пока на входе микроконтроллера не будет считана «лог. 1».
5. Остановить счетчик таймера.
6. С помощью какого-либо подходящего масштабного коэффициента преобразовать число в таймере в выходное напряжение АЦП.

7. Начать все сначала для подготовки следующего преобразования.

Значение, которого достигает счетчик таймера микроконтроллера при измерении времени, за которое пилообразное напряжение пересечет уровень переключения в «лог. 1», зависит от следующих факторов:

- входного порога переключения выбранного микроконтроллера из «лог. 0» в «лог. 1»;
- входного напряжения и, соответственно, скорости нарастания напряжения на конденсаторе  $C_1$ ;
- емкости конденсатора  $C_1$ , задающего скорость нарастания;
- сопротивления резистора  $R_2$ , задающего скорость нарастания;
- разрешения таймера микроконтроллера.

Эти переменные можно свести в следующее выражение:

$$\frac{C_1 V_L}{dT} K V_{IN}$$

где

$V_L$  – пороговое напряжение переключения микроконтроллера из «лог. 0» в «лог. 1»;

$K$  – масштабный коэффициент, связывающий коэффициент преобразования напряжение-ток входного каскада и разрешение таймера;

$dT$  – время цикла преобразования.

Поскольку произведение  $C_1 V_L$  для данной схемы также является константой, можно объединить его с  $K$ , чтобы образовать единственную константу преобразования  $K_1$ . Следовательно, выражение может быть сведено к виду

$$\frac{K_1}{dT} V_{IN}$$

В рассматриваемом случае тестовый код был написан для микроконтроллера PIC16F84 компании Microchip. Для этого устройства измеренное значение  $V_L$  составляет 1.28 В, а таймер имеет разрешение 1 мкс. Вероятно, лучше всего определить коэффициент  $K_1$  эмпирически. Для этого нужно установить желаемое разрешение счетчика и позволить микроконтроллеру либо отображать время

преобразования, либо отправлять его через отладчик. Тогда, используя точно измеренные значения  $V_{IN}$ , можно будет легко определить  $K_1$ . В этом случае  $K_1$  оказался равным  $2 \text{ В} \times 5700 \text{ мкс} = 11,400$ .

Константа  $K_1$  служит коэффициентом преобразования числа в счетчике таймера в напряжение. Для достижения высокого разрешения обычно используются вычисления с плавающей точкой. Математика с плавающей точкой может понадобиться, если необходимо отобразить числовое значение, но для многих приложений достаточно относительно условного представления положения движка потенциометра или какого-либо другого системного параметра. Формой представления информации в таких приложениях может быть, например, столбиковая диаграмма. Тогда использование в процессе преобразования математики с плавающей точкой будет напрасной тратой вычислительных ресурсов микроконтроллера. При тщательном выборе компонентов схемы вычисления

с фиксированной точкой обычно могут обеспечить 8-битное разрешение (от 0 до 255) для диапазона входных напряжений от 0 до 4 В. Если масштабировать значение счетчика таймера, поделив его на 64, вместо числа 5700 мкс при входном напряжении 2 В получим 89. Тогда, если нужно, чтобы это число 89 соответствовало половине шкалы 128, значение  $K_1$  станет равным 11,392. 16-битное слово без знака легко вмещает это значение, и вычисления с плавающей запятой при преобразовании здесь не нужны. Точность этого АЦП без каких-либо регулировок составляет около 5%. Разрешающая способность зависит от разрешения таймера и от плотности программного кода. Разрешение может во много раз превышать абсолютную точность. Более того, характеристика преобразователя монотонна. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Panasonic XN02401](#)
2. [Datasheet Panasonic XN04601](#)



# Импульсный регулятор снижает мощность, потребляемую тормозом двигателя

Alain Minoz

EDN

Двигатель, приводящий в движение критически важный для безопасности электро-механический узел, часто снабжают электромагнитным тормозом, установленным на ведущий вал. Тормоз обычно содержит катушку соленоида, которая приводит в действие механическую муфту, и, когда она активируется, тормоз позволяет ведущему валу вращаться. Такая конструкция тормоза проста и надежна, но требует много энергии для освобождения муфты – намного больше, чем нужно для того, чтобы она оставалась отпущенной.

Измерения показывают, что тормоз, рассчитанный на напряжение постоянного тока 24 В, требует как минимум 18 В для отпущения и всего лишь 8 В для удержания. Подстановка этих чисел в формулу

$$P_{\text{COIL}} = \frac{V^2}{R_{\text{COIL}}}$$

показывает, что в освобожденном состоянии тормоз потребляет менее четверти мощности, необходимой для его первоначального отпущения.

Здесь

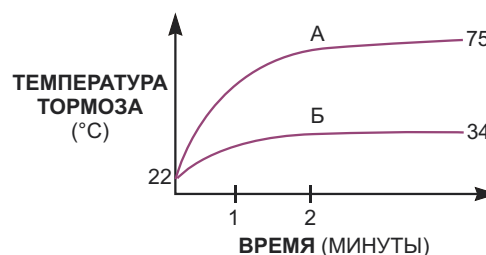
$P_{\text{COIL}}$  – мощность, рассеиваемая катушкой соленоида,

$V$  – напряжение на катушке,

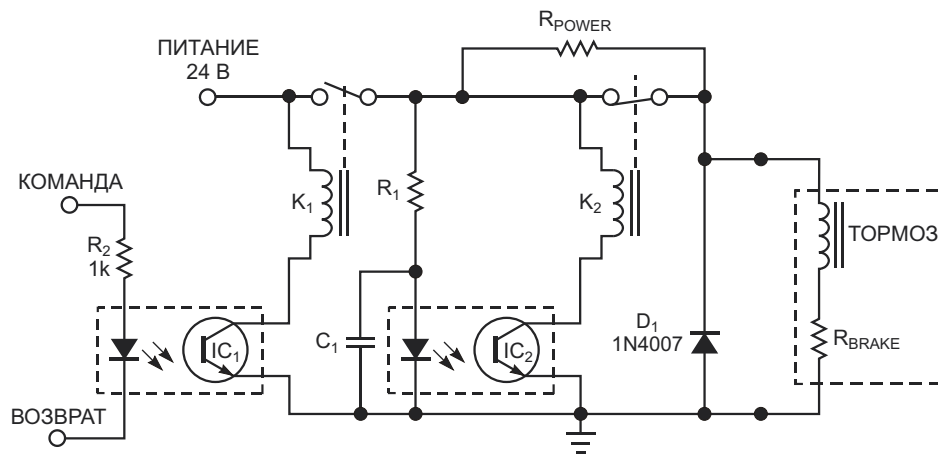
$R_{\text{COIL}}$  – сопротивление катушки постоянному току.

Преобразование в тепло избыточной мощности, расходуемой на отпущение, обычно не создает проблем. Однако прецизионный механизм позиционирования, в котором используется тормоз, установленный на длинном приводном винте, может стать недопустимо неточным, если из-за теплового расширения изменится монтажное положение винта.

Один из методов решения проблемы заключается в активации тормоза путем кратковременной подачи постоянного напряжения 24 В с последующим снижением удерживающего напряжения до 12 В. В этих условиях тормоз рассеивает только четверть



**Рисунок 1.** При непрерывной работе под напряжением 24 В температура тормоза стабилизируется на уровне 75 °С, что на 53 °С выше температуры окружающей среды (кривая А). Подача на несколько секунд импульса активации 24 В с последующим переходом на напряжение удержания 12 В стабилизирует температуру тормоза на уровне 34 °С, что лишь на 12 °С выше температуры окружающей среды (кривая Б).



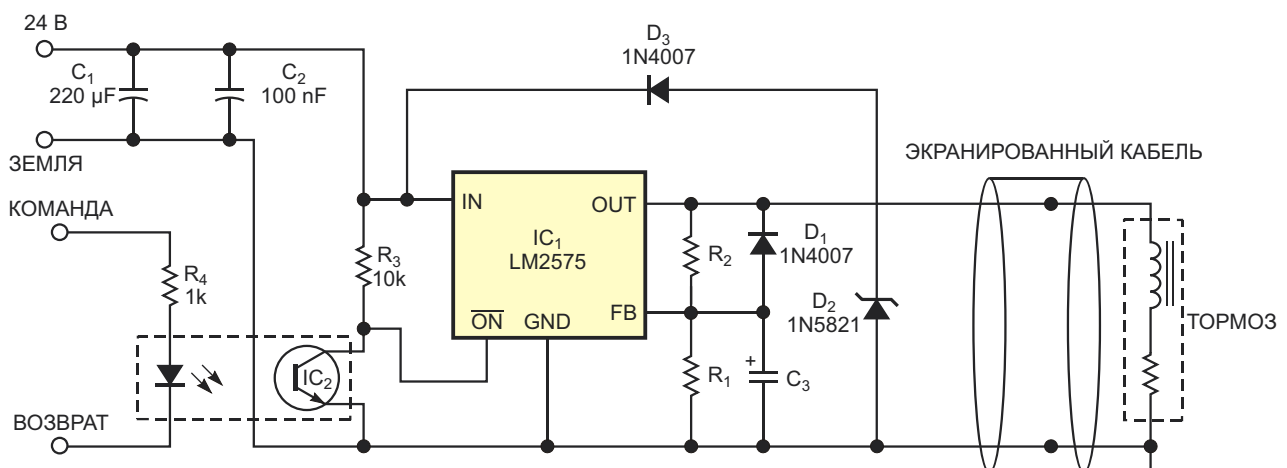
**Рисунок 2.** Активация тормоза замыкает реле  $K_1$ , подавая на тормоз напряжение 24 В. RC-цепочка задерживает срабатывание реле  $K_2$ . Когда нормально замкнутое реле  $K_2$  размыкается, резистор  $R_{POWER}$  снижает напряжение, подаваемое на тормоз, до уровня удержания.

начальной мощности и, таким образом, работает при приемлемой температуре. Рисунок 1 иллюстрирует влияние напряжения активации на температуру тормоза. Как и ожидалось, снижение напряжения после активации резко снижает температуру тормоза и, следовательно, его влияние на приводной винт.

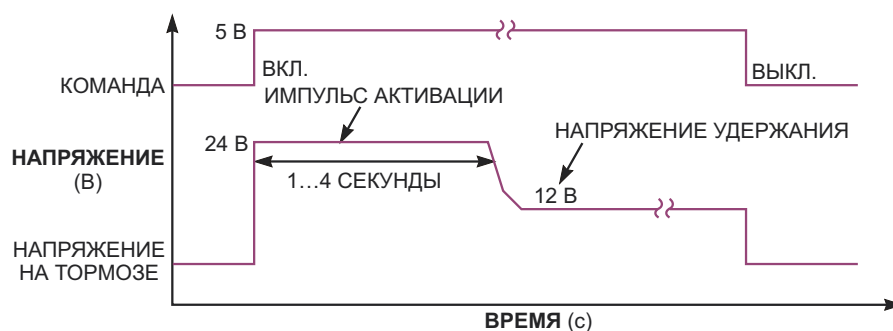
На Рисунке 2 показан один очевидный способ снижения напряжения, когда для того, чтобы вдвое уменьшить напряжение, подаваемое на тормоз, используются реле и мощный резистор. При установке сопротивления токоограничивающего резистора  $R_{POWER}$ , равного сопротивлению соленоида тормоза

$R_{BRAKE}$ , возникает несколько проблем. Во-первых, мощный резистор должен рассеивать такую же мощность, как катушка тормозного соленоида. Во-вторых, реле и мощный резистор занимают значительное место на печатной плате. В-третьих, подбор номиналов компонентов цепи задержки  $R_1$  и  $C_1$  для достижения задержки в несколько секунд может оказаться непростым.

На Рисунке 3 показан другой подход, в котором используется индуктивность катушки тормозного соленоида, а реле заменено микросхемой. Напряжение, подаваемое на тормоз, не обязательно должно быть непре-



**Рисунок 3.** Внешняя команда включает микросхему ШИМ регулятора  $IC_1$ , а конденсатор  $C_1$  поддерживает низкий уровень на входе обратной связи  $IC_1$ , обеспечивая подачу на тормоз максимального выходного напряжения 24 В до тех пор, пока  $C_1$  полностью не зарядится. По мере того как напряжение обратной связи медленно повышается до 1.23 В, выходное напряжение регулятора уменьшается примерно до 12 В – номинального напряжения удержания тормоза.



**Рисунок 4.** После подачи на тормоз импульса активации полной амплитуды выходное напряжение регулятора постепенно уменьшается до номинального напряжения удержания.

рывным. Напряжение от широтно-импульсного модулятора (ШИМ) работает так же, как и постоянное удерживающее напряжение, поскольку индуктивность катушки интегрирует импульсы тока.

Импульсный стабилизатор напряжения может обеспечить недорогое и эффективное ШИМ управление напряжением. Например, микросхема регулируемого импульсного стабилизатора LM2575 (IC<sub>1</sub>), работающая при входных напряжениях в диапазоне от 7 В до 40 В, имеет управляющий вход включения/выключения и высокоомный вход обратной связи. Однако при наличии этих двух характеристик подойдет и любая другая микросхема импульсного регулятора. Сопротивления резисторов R<sub>1</sub> и R<sub>2</sub> определяют напряжение удержания (Рисунок 4). Конденсатор C<sub>3</sub> фильтрует сигнал ШИМ до постоянного напряжения на входе обратной связи FB, а также в течение нескольких секунд во время запуска поддерживает напряжение на входе обратной связи на низком уровне, заставляя регулятор выдавать полное входное напряжение для активации тормоза. Диод D<sub>1</sub> быстро разряжает конденсатор при выключении регулятора, диод D<sub>2</sub> ограничивает скачки напряжения, создаваемые при выключении катушкой тормоза, а диод D<sub>3</sub> защищает мик-

росхему IC<sub>1</sub> от обратного напряжения. Оптопара IC<sub>2</sub> изолирует контроллер тормоза от схемы управления.

Во время запуска длительность выходного 24-вольтового импульса активации, формируемого регулятором, колеблется от 1 до 4 секунд (Рисунок 4). К счастью, этот разброс не влияет на работу схемы, но может создать проблему, если другому приложению требуется точно синхронизированный импульс активации. После активации тормоза регулятор выдает удерживающее напряжение 12 В, снижая потребляемую мощность до четверти от пускового значения. В качестве бонуса в схеме используются недорогие компоненты, она занимает на печатной плате всего несколько квадратных сантиметров и устраняет необходимость в двух электромеханических реле. Провода, по которым подается напряжение ШИМ управления, могут излучать электрические помехи, если схема не находится рядом с тормозом. Поэтому для удаленного подключения следует использовать экранированную витую пару, минимизирующую излучение помех. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LM2575](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 1N5821](#)

# Эмулятор сигналов кардиографа

Михаил Шустов, г. Томск

Приведена схема формирователя электрических сигналов, эмулирующего сигналы кардиографа на экране осциллографа и позволяющего имитировать различные состояния работы сердца в норме и патологии.

Эмулятор сигналов кардиографа позволяет визуально наблюдать на экране осциллографа изображение импульсов, напоминающих сигнал, получаемый на кардиографе.

Устройство, Рисунок 1, содержит трехкаскадный генератор импульсов, выполненный на полевых транзисторах VT1–VT3 2N7000 с использованием времязадающих RC-цепочек, подключенных к стокам транзисторов. Первый каскад генератора в цепи истока

содержит колебательный контур R6L1C5 и резистивную нагрузку – потенциометр R9. Остальные каскады генератора в цепях истоков имеют резистивные нагрузки R7 и R8, а также регулировочные элементы – потенциометры R11 и R13.

Сигналы с потенциометров R9, R11 и R13 подаются через резисторы R10, R12 и R14 на суммирующий резистор нагрузки R15. Регулировка этих потенциометров позволяет варь-

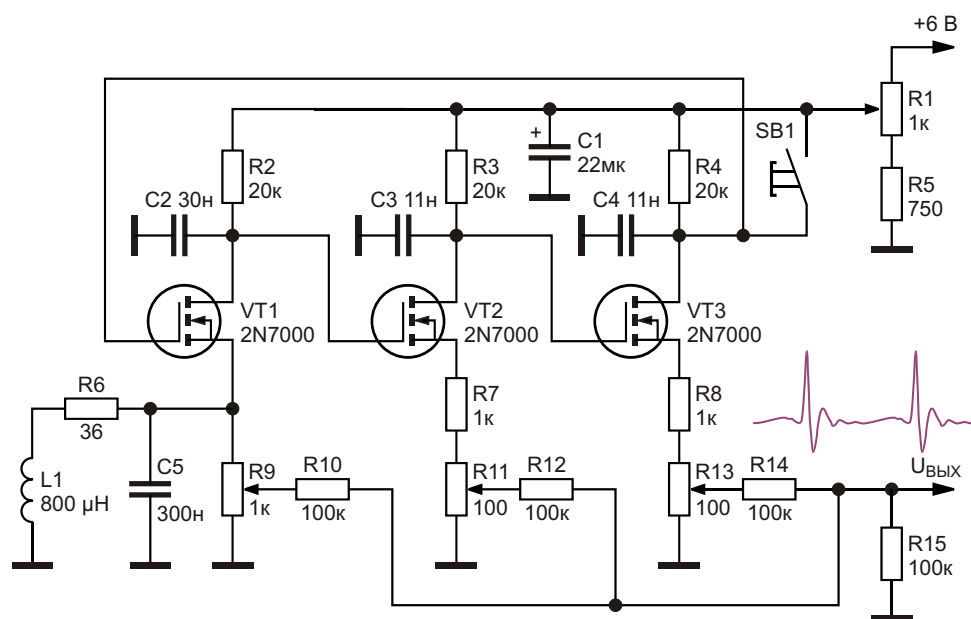
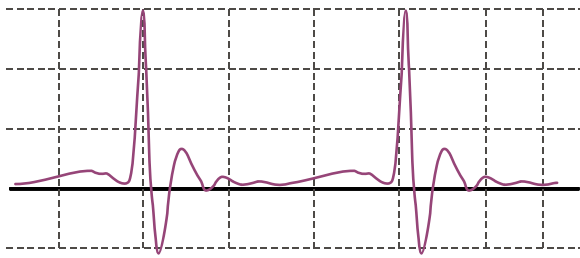


Рисунок 1. Электрическая схема эмулятора сигналов кардиографа.





**Рисунок 2.** Электрические сигналы на выходе эмулятора.

ировать вид «кардиограммы» на разных ее участках. Внешний вид синтезируемой «кардиограммы», получаемый после настройки элементов схемы, показан на Рисунке 2.

Эмулятор сигналов кардиографа имеет также элемент регулировки напряжения питания устройства, выполненный на потенциометре R1. Этот элемент позволяет плавно изменять амплитуду «кардиосигнала» и приглушать амплитуду всплесков импульсов, наблюдаемых за пределами основного остроконечного пика.

Кнопка SB1 позволяет принудительно запускать «кардиостимулятор» при пониженном напряжении питания или имитировать электроимпульсное воздействие дефибрил-

лятора, чтобы обеспечить сокращение миокарда для восстановления деятельности остановившегося сердца.

Формирование основного остроконечного пика «кардиосигнала» обусловлено переходными процессами, возникающими в RLC-цепи колебательного контура. Регулировка предшествующих и последующих колебаний малой амплитуды осуществляется потенциометрами R11 и R13, с помощью которых можно избирательно перестраивать вид «кардиосигнала» для имитации различного рода патологий.

Недостатком устройства является то, что эмулятор сигналов кардиографа работает на частоте порядка 1.3 кГц, что не позволяет сопровождать демонстрацию работы прибора синхронной звуковой индикацией «ударов» человеческого сердца с частотой порядка 1...2 Гц. Для работы устройства на таких частотах следует понизить рабочую частоту генератора на три порядка, что невыполнимо при малогабаритных элементах колебательного контура. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Датчик света с динамическим диапазоном человеческого глаза

Steven P. Hendrix

Electronic Design

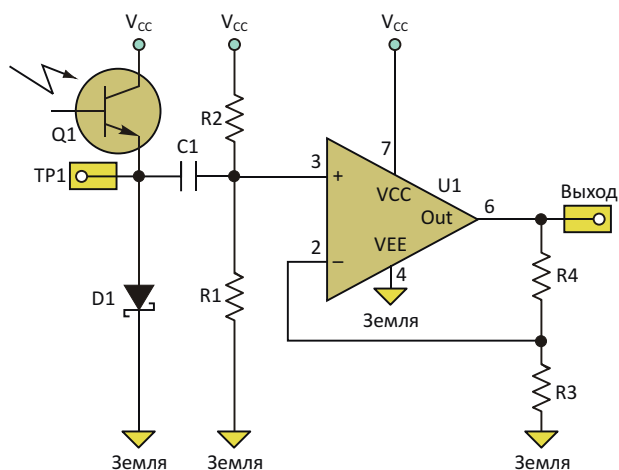
Человеческий глаз чрезвычайно чувствителен к изменениям уровня освещенности. При вариациях окружающего освещения на несколько порядков глаз может обнаруживать изменения всего на единицы процентов, что дает невероятный динамический диапазон. Это объясняется тем, что реакция глаза на свет является логарифмической, а не линейной. Поэтому реакция глаза на двукратное увеличение уровня освещенности будет почти одинаковой, независимо от того, происходит ли это в тускло освещенной комнате или под прямыми солнечными лучами.

Фотодиоды и фототранзисторы, независимо от включения – фоторезистивного или фотогальванического, – реагируют на широкий диапазон уровней освещенности, генерируя ток (а не напряжение), величина которого, к сожалению, линейно пропорциональна количеству света (до тех пор, пока поддерживается постоянное, или почти постоянное напряжение смещения). Чтобы получить желаемый логарифмический отклик, необходимо чем-то дополнить схему. К счастью, в простом р-п-переходе скрыта логарифмическая характеристика.

При подаче прямого смещения на биполярный переход через него протекает ток, величина которого экспоненциально зависит от напряжения. Например, в справочной таблице на диод Шоттки ZLLS400 показано, что при комнатной температуре прямой ток изменяется примерно в 1.035 раза на каждый милливольт изменения прямого напряжения. Но

сказать, что ток экспоненциально зависит от напряжения, – это эквивалентно утверждению, что напряжение логарифмически зависит от тока. Такая взаимосвязь позволяет комбинировать диод с оптическим датчиком для создания чувствительной схемы, отклик которой похож на отклик глаза.

Нужная для этого схема обманчиво проста (Рисунок 1). Диод D1 обеспечивает фототранзистор смещением, которое лишь немного меньше напряжения питания  $V_{CC}$  в широком диапазоне рабочих условий. При таком включении выходное напряжение в точке



**Рисунок 1.** Напряжение на р-п-переходе имеет логарифмическую зависимость от проходящего через него тока, что позволяет этой схеме оптического датчика имитировать чувствительность человеческого глаза к изменениям яркости в широком диапазоне уровней внешнего освещения.

TP1, как и требуется, будет пропорционально логарифму уровня падающего света. К сожалению, уровень этого сигнала очень низок.

Предположим, что есть приложение, где необходимо определять, проходит ли перед датчиком светлый или темный объект, и что «светлый» объект отражает 80% окружающего света, а «темный» – 20%, то есть, относительный контраст равен 4:1. При таком различии между двумя объектами изменение напряжения в точке TP1 составит примерно 30 мВ.

Значительные изменения окружающего освещения могут изменять базовый уровень сигнала в 10 и более раз. Но изменение базового уровня не будет серьезной проблемой, если уровень внешней освещенности всегда изменяется относительно медленно, а интересующий сигнал изменяется гораздо быстрее. В таких случаях можно просто удалить постоянную составляющую выходного напряжения (с помощью фильтра верхних частот), а затем усилить сигнал.

В показанной схеме может использоваться широкий диапазон номиналов компонентов, чтобы формировать сигналы, подходящие для различных приложений. К сожалению, номиналы выбираемых компонентов в некоторой степени взаимозависимы. В качестве отправной точки возьмем коэффициент усиления усилителя. Продолжая рассматривать пример с относительным контрастом 4:1 и соответствующим размахом входного сигнала 30 мВ, предположим далее, что требуемый размах выходного сигнала должен составлять 3 В, возможно, от 1 до 4 В, чтобы не приближаться к напряжениям шин питания. Это требует усиления усилителя, равного примерно 100. Следовательно, сопротивление резистора R4 должно быть в 99 раз больше сопротивления R3. Для большинства практических целей вполне достаточно взять R3 = 1 кОм и R4 = 100 кОм.

Затем решите, каким должно быть установленное выходное напряжение. Например, если в состоянии покоя приложения датчик видит светлый фон, на котором нужно обнаруживать прохождение темных объектов, выходное напряжение в установленном режиме должно быть близким к напряжению положительной шины питания, чтобы обеспечить максимальный размах сигнала в отрицательном (темном) направлении, когда мимо проходит объект. (В качестве U1, конеч-

но же, используется rail-to-rail операционный усилитель). Если сделать так, чтобы в состоянии покоя на выходе было около 4 В, то при коэффициенте усиления 101 на входе операционного усилителя должно быть установлено напряжение  $4 \text{ В} / 101 = 39.6 \text{ мВ}$ .

Выходное напряжение операционного усилителя в установившемся режиме равно

$$\frac{V_{CC} R1}{R1 R2}$$

Принимая, что  $V_{CC} = 5 \text{ В}$ , получим, что сопротивление R2 должно равняться  $125.25 \times R1$ . Чтобы получить в этой точке достаточно высокий импеданс, хорошей комбинацией может быть R2 = 10 МОм и R1 = 78.7 кОм (стандартное значение с допуском 1%, ближайшее к расчетному сопротивлению 79.84 кОм).

Если приложение имеет темный фон для обнаружения более светлых объектов, в приведенных выше расчетах нужно просто изменить желаемое напряжение покоя с 4 на 1 В и, повторив расчет, получить для R1 сопротивление 20 кОм (19.8 кОм).

Как только значения R1 и R2 будут определены, следует задать частоту среза фильтра верхних частот. Предположим, что уровень окружающего освещения может изменяться за время от секунд до минут, в то время как интересующие изменения будут происходить с частотой 100 Гц или быстрее. Частоту среза фильтра верхних частот можно установить равной примерно

$$10 \text{ Гц} \quad \frac{1}{2 RC}$$

где R – комбинация R1 и R2 в эквивалентной схеме Тевенина. В примере с обнаружением темных объектов  $R = 79 \text{ кОм}$ , что дает  $C = 0.2 \text{ мкФ}$ .

Последняя схема теперь выдает сигнал, который изменяется от 4 В для светлого объекта (или светлого фона) до 1 В для темного объекта (при условии, что относительный контраст составляет не менее 4:1), и может, подобно человеческому глазу, одинаково хорошо работать в слабо освещенной комнате, при обычном офисном освещении или под прямыми солнечными лучами. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Diodes ZLLS400](#)

# Преобразователь тока верхнего плеча в длительность импульса

Greg Sutterlin

EDN

Измерение тока в положительном полюсе нагрузки используется во многих продуктах с батарейным питанием, которые требуют точного контроля тока нагрузки, тока зарядного устройства или того и другого. В приложениях для переносимых устройств контроль тока в положительном полюсе нагрузки служит сторожевым таймером источника питания, который может сигнализировать об отказе в последующих устройствах. Контроль также может исключить возникновение опасных ситуаций, предотвращая перегрузки источника питания. Кроме того, измерение тока, вте-

кающего в схему драйвера двигателя или сервопривода из положительной шины питания, может обеспечивать обратную связь в приложениях управления. Для таких приложений требуется устройство, преобразующее ток, втекающий в нагрузку, непосредственно в цифровой сигнал (Рисунок 1). IC<sub>1</sub> – это недорогая микросхема токоизмерительного усилителя, которая преобразует ток в положительном полюсе нагрузки в пропорциональное напряжение, привязанное к уровню земли. На двух внутренних компараторах микросхемы (с фиксацией выходного уровня и

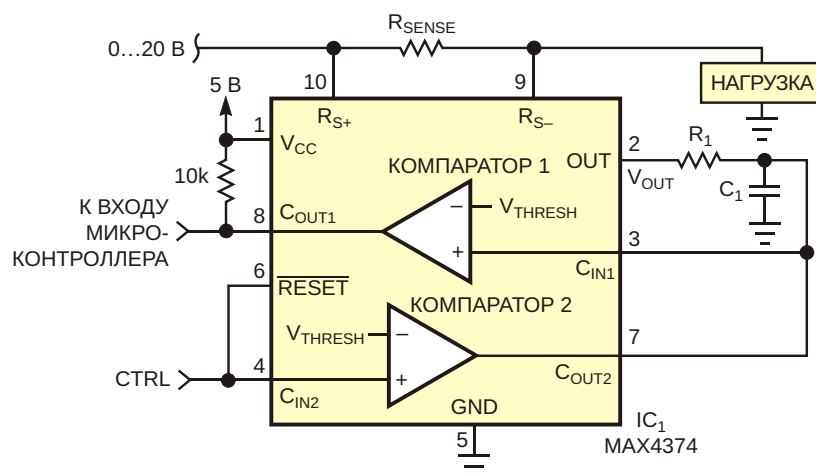
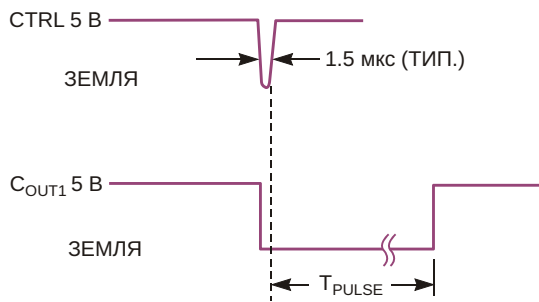


Рисунок 1. Длительность отрицательного импульса на выходе C<sub>OUT1</sub> пропорциональна току, идущему через измерительный резистор R<sub>SENSE</sub>.





**Рисунок 2.** Осциллограммы, иллюстрирующие работу схемы на Рисунке 1.

без фиксации) реализован преобразователь напряжения в импульс, длительность которого пропорциональна измеряемому току.

Выход OUT микросхемы IC<sub>1</sub> заряжает конденсатор C<sub>1</sub> через резистор R<sub>1</sub>. Когда напряжение на C<sub>1</sub> достигает 0.6 В, Компаратор 1 защелкивается в состоянии высокого импеданса. Время, необходимое для заряда C<sub>1</sub> до 0.6 В, пропорционально измеряемому току. Компаратор 2 вместе с выводом RESET запускает преобразование и удаляет предварительно накопленный заряд с конденсатора C<sub>1</sub>. Соединенные вместе входы RESET и C<sub>IN2</sub> подключены к ТТЛ-совместимому выходу микроконтроллера, сигнал CTRL на котором инициирует преобразование. В исходном состоянии уровень напряжения на входе CTRL высокий. Микроконтроллер начинает преобразование, подав отрицательный импульс на вход CTRL, разряжающий конденсатор C<sub>1</sub> и очищающий защелку Компаратора 1 (уровень сигнала на выходе C<sub>OUT1</sub> становится низким). Теперь микроконтроллер измеряет время от фронта импульса на входе CTRL до спадающего фронта на выходе C<sub>OUT1</sub> (Рисунок 2). Период начинается с перехода от низкого уровня к высокому на входе CTRL и заканчивается переходом от низкого уровня к высокому на выходе C<sub>OUT1</sub>. В зависимости от ожидаемых уровней тока, значения R<sub>1</sub> и C<sub>1</sub> выбираются такими, чтобы длительность импульса составляла десятки миллисекунд. Тогда 20 мкс, за которые уста-

навливается напряжение V<sub>OUT</sub> на выводе OUT, и 4 мкс задержки распространения компаратора практически не будут оказывать влияния на точность измерения.

Чтобы получить выражение для ширины выходного импульса, начнем с соотношения для заряда RC-цепи:

$$V_{THR} = V_{OUT} \left( 1 - e^{-\frac{T_P}{R_1 C_1}} \right)$$

Вместо V<sub>OUT</sub> подставляем выражение

$$I_{LOAD} R_{SENSE} A_V$$

и решаем относительно I<sub>LOAD</sub>:

$$I_{LOAD} = \frac{V_{THR}}{R_{SENSE} A_V \left( 1 - e^{-\frac{T_P}{R_1 C_1}} \right)},$$

где

I<sub>LOAD</sub> – измеряемый ток в амперах,

V<sub>THR</sub> = 0.6 В – порог компаратора,

R<sub>SENSE</sub> – сопротивление токоизмерительного резистора в омах,

A<sub>V</sub> – коэффициент усиления IC<sub>1</sub>,

T<sub>P</sub> – время в секундах, за которое C<sub>1</sub> заряжается до напряжения V<sub>THR</sub>.

Например, если выбрать R<sub>1</sub> = 1 МОм, C<sub>1</sub> = 0.1 мкФ, R<sub>SENSE</sub> = 0.075 Ом и A<sub>V</sub> = 20, длительность импульса T<sub>PULSE</sub>, измеренная при токе 2 А, будет равна 0.022 с. Таким образом, с помощью порта таймера микроконтроллера, внешнего прерывания или просто доступного входа микроконтроллера, микросхемы IC<sub>1</sub> и двух внешних пассивных компонентов реализуется преобразование тока положительного полюса нагрузки, не требующее дискретного аналого-цифрового преобразователя. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4374](#)

# Простой способ управления несколькими светодиодами с помощью одного вывода процессора

Christopher Paul

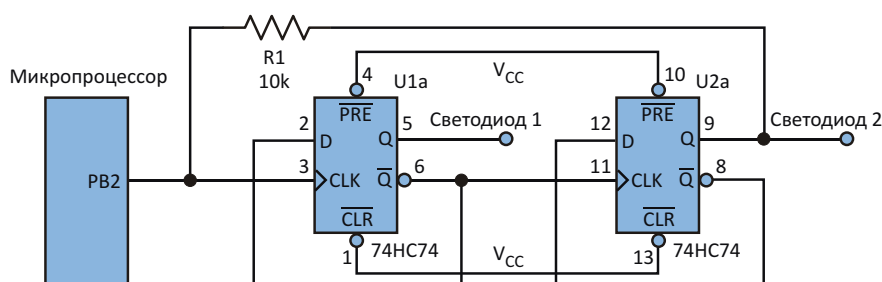
Electronic Design

Технологии управления несколькими светодиодами с помощью одного вывода микроконтроллера давно и хорошо известны. Как правило, эта задача решается путем формирования импульсных последовательностей с разными длительностями и периодами повторения и разделением каналов с помощью нескольких RC-цепочек. Описанная здесь конструкция намного проще.

Вывод микропроцессора подключен к тактовому входу последовательного счетчика, имеющего выходы промежуточных каскадов (Рисунок 1). В своей простейшей форме этот

конечный автомат состоит из двух D-триггеров, соединенных каскадно, чтобы образовать двухразрядный счетчик со сквозным переносом. Старший значащий бит счетчика (MSB) также подключен к тактовому входу через резистор R1.

Рассмотрим случай, когда счетчик меняет состояние по переднему фронту входного импульса. Если вывод микропроцессора сконфигурирован как выход, он может использоваться для тактирования, чтобы установить все возможные состояния счетчика. Но непонятно, как процессор вообще



**Рисунок 1.** Этот простой последовательный счетчик с несколькими выходами, в котором используются два D-триггера, позволяет одному универсальному входу/выходу микропроцессора управлять несколькими светодиодами.

узнает, в каком состоянии находится счетчик. Однако если процессор сможет распознать одно состояние счетчика, он будет знать, сколько тактовых импульсов нужно подать на него, чтобы достичь любого другого желаемого состояния.

Процессор может начать определение начального состояния счетчика с выполнения цепочки действий, которую назовем HighClockRead. HighClockRead состоит из последовательной установки на выводе состояний «лог. 1», «лог. 0», «лог. 1» с последующим переключением вывода на ввод и ожиданием порядка микросекунды стабилизации заряда емкости вывода через резистор R1. Затем считывается состояние MSB.

Если считанное состояние соответствует «лог. 1», запускается еще один цикл HighClockRead. Если считан низкий уровень, начинается выполнение последовательности LowClockRead. Для этого на выводе устанавливается «лог. 0», затем «лог. 1», после чего процессор переходит к ожиданию чтения MSB, как в случае с HighClockRead. (Выполнение в зависимости от ситуации последовательности LowClockRead или HighClockRead гарантирует, что в каждой цепочке ClockRead происходит только одна смена уровня тактового сигнала (от низкого уровня к высокому) и что счетчик продвигается только на одно состояние). Процессор продолжает выполнение последовательностей HighClockRead или LowClockRead. Он останавливается, когда обнаруживает в MSB счетчика состояние «лог. 1», которому предшествовало состояние «лог. 0».

Поскольку схема счетчика такова, что при прохождении всех возможных его состояний уровень MSB меняется с низкого на высокий только один, процессор теперь знает точное состояние счетчика. Это означает, что для перевода счетчика в желаемое состояние всегда можно сформировать нужное количество переходов от низкого уровня к высокому (без промежуточных считываний).

Эта схема работает, потому что микропроцессор может считывать состояние счетчика и изменять его настолько быстро, что глаз не в состоянии увидеть какие-либо промежуточные состояния светодиодов. Единственные временные требования состоят в том, чтобы задержка в счетчике и время установления RC учитывались процессором. Это требование легко выполняется.

Если состояние счетчика известно и его необходимо изменить, нет необходимости считывать его после каждого тактового импульса. Вместо этого, чтобы обеспечить синхронизацию счетчика может быть предпочтительнее считывать только два состояния, в которых ожидается, что за низким уровнем последует высокий.

Чтобы свести к минимуму рассеивание мощности на резисторе когда счетчик не тактируется, чтобы определить конкретное состояние светодиода, вывод процессора нужно сконфигурировать как выход или установить на нем тот же логический уровень, в котором находится MSB. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments CD74HC74](#)

# Оконный транзисторный ключ

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы и описан принцип работы оконного транзисторного ключа, позволяющего переключать выход ключа с состояния «лог. 0» на «лог. 1» при наличии на входе устройства сигнала определенного уровня, попадающего в окно прозрачности. Предусмотрена возможность регулирования как минимального уровня входного напряжения, способного переключить ключ, так и ширины окна прозрачности.

Оконный транзисторный ключ предназначен для преобразования входного аналогового сигнала определенного уровня в цифровой. При подаче на вход такого ключа сигнала, например, пилообразной формы при низком уровне входного сигнала на выходе устройства поддерживается напряжение, равное «лог. 0». При превышении некоторого заданного значения уровня входного сигнала ключ переключается, и выходное напряжение ключа становится равным «лог. 1». При последующем росте напряжения и преодолении высоты заданного окна прозрачности (достижения второй границы переключения) оконный транзисторный ключ снова пере-

ключает свое состояние. На его выходе устанавливается значение «лог. 0». На Рисунке 1 изображен один из примеров практического воплощения оконного транзисторного ключа. При низком уровне входного напряжения транзистор VT1 2N7000 закрыт. Уровень входного напряжения, при котором транзистор VT2 BC557 переключается из открытого состояния в закрытое, задается регулировкой потенциометра R3. При низком уровне входного напряжения этот транзистор открыт, следовательно, открыт и транзистор VT3 2N7000. На стоке этого транзистора вновь будет уровень «лог. 0».

При росте напряжения положительной полярности на входе и превышении порога переключения транзистора VT2 транзистор VT3 закрывается, на его стоке устанавливается уровень «лог. 1».

При дальнейшем росте входного напряжения в зависимости от положения движка потенциометра R2 напряжение на затворе транзистора VT1 2N7000 достигает значения 2 В (порог переключения для этого типа транзистора). Транзистор VT1 открывается, и на выходе транзисторного ключа вновь устанавливается значение «лог. 0», Рисунок 2. Регулировкой потенциометра R2 шириной окна переключения оконного транзисторного ключа можно плавно управлять.

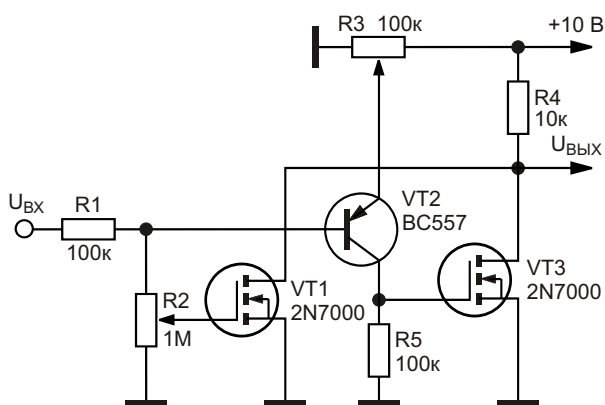
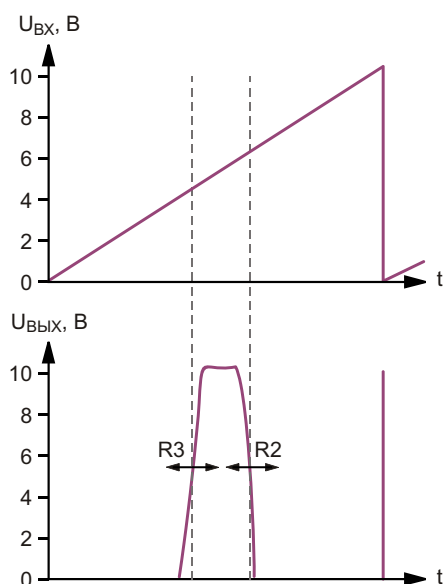


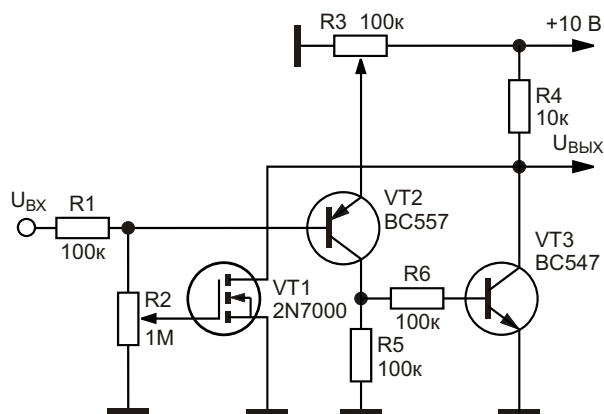
Рисунок 1. Электрическая схема оконного транзисторного ключа.





**Рисунок 2.** Динамика процессов на входе и выходе оконного транзисторного ключа при подаче на его вход линейно нарастающего напряжения.

Особенностью оконного ключа, Рисунок 1, является то, что минимальный уровень напряжения первого порога переключения составляет 2 В (определяется свойствами используемых в схеме MOSFET). Снизить значение этого порога до минимума можно простой заменой полевого транзистора VT3 на биполярный, Рисунок 3. Крутизна переднего фронта переключения при этом размывается.



**Рисунок 3.** Вариант оконного транзисторного ключа с минимальным порогом переключения.

Для получения крутых фронтов выходного сигнала рекомендуется дополнительно использовать на выходе устройства повторитель напряжения на КМОП или ТТЛ микросхеме.

Оконные транзисторные ключи могут быть использованы для преобразования аналоговых сигналов заданного уровня в цифровую форму для управления различными устройствами. При использовании нескольких оконных транзисторных ключей, настроенных на разные пороги (окна) прозрачности, можно получить многоканальное устройство избирательного управления нагрузками. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)

# Преобразователь температуры в период следования импульсов с линеаризацией отклика термистора

S. Kaliyugavaradan

EDN

Чаще любых других датчиков температуры разработчики используют термисторы, поскольку они отличаются высокой чувствительностью, компактностью, дешевизной и малой постоянной времени. Однако зависимость сопротивления от температуры у большинства термисторов очень нелинейна и нуждается в коррекции, если приложение требует линейного отклика. При использовании термистора в качестве датчика простая схема на Рисунке 1 обеспечивает линейную зависимость периода импульсов от температуры с погрешностью нелинейности менее 0.1 К в диапазоне до 30 К. Для преобразования периода в числовое значение можно использовать частотомер. Приближение,

полученное из закона Боссона для сопротивления термистора  $R_T$  как функции температуры, имеет вид  $R_T = AB^{-1}$  [1]. Это соотношение точно отражает поведение реального термистора в узком диапазоне температур.

Чтобы получить эффективное сопротивление, достаточно близкое к  $AB^{-1} - 30 \text{ K}$ , можно параллельно термистору подключить резистор  $R_P$  с соответствующим сопротивлением. На Рисунке 1 эффективное сопротивление цепи, включенной между узлами А и В, таково, что  $R_{AB} = AB^{-1}$ . Полевой транзистор с р-п переходом  $Q_1$  и резистор  $R_S$  образуют источник втекающего тока  $I_S$ , идущего между узлами D и E.

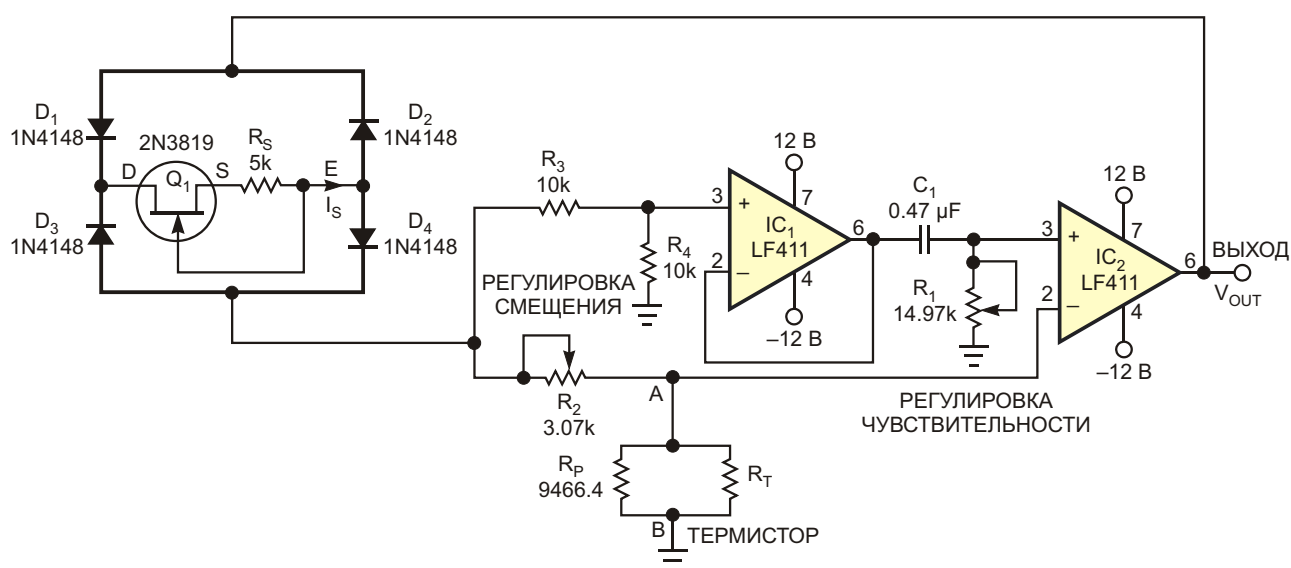


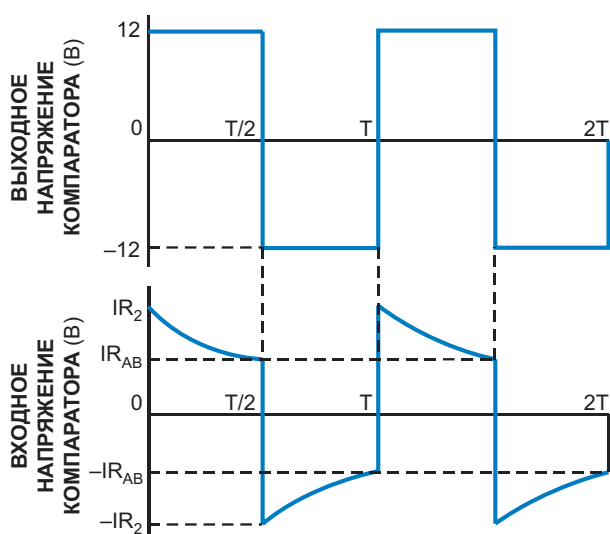
Рисунок 1. Эта простая схема линеаризует отклик термистора и генерирует последовательность импульсов, период которых пропорционален температуре.

Напряжение, падающее на  $R_4$ , через буферный усилитель  $IC_1$  подается на RC-цепь, состоящую из последовательно соединенных элементов  $R_1$  и  $C_1$ , создавая на  $R_1$  экспоненциально спадающее напряжение, когда  $R_2$  больше  $R_{AB}$ . В тот момент, когда спадающее напряжение на  $R_1$  опускается ниже напряжения на термисторе  $R_T$ , выход компаратора  $IC_2$  меняет свое состояние. Схема генерирует прямоугольные импульсы, форма которых на выходе микросхемы  $IC_2$  показана на Рисунке 2. Период колебаний  $T$  равен

$$T = 2R_1C_1 \ln \frac{R_2}{R_{AB}} = 2R_1C_1 \ln \frac{R_2}{A} \ln B.$$

Это выражение показывает, что зависимость  $T$  от температуры термистора линейна.

Коэффициент преобразования  $T/\Delta T$  можно легко изменить, изменив сопротивление резистора  $R_1$ . Источник тока, состоящий из транзистора  $Q_1$  и резистора  $R_S$ , делает период выходных импульсов  $T$  значительно менее чувствительным к изменениям напряжения питания и выходной нагрузки. Изменяя сопротивление  $R_2$ , можно управлять периодом  $T$ , не влияя на коэффициент преобразования. Для заданного температурного диапазона от  $T_L$  до  $T_H$  и коэффициента преобразования  $S_C$  можно спроектировать схему следующим образом. Пусть  $T_C$  представляет собой центральную температуру диапазона. Измерьте сопротив-



**Рисунок 2.** Осциллограммы напряжений на входе компаратора  $IC_2$  (внизу) и на его выходе (вверху).  $IR_2$  на нижней осциллограмме представляет падение напряжения на  $R_2$ .

ление термистора при температурах  $T_L$ ,  $T_C$  и  $T_H$ . Используя три значения сопротивлений  $R_L$ ,  $R_C$  и  $R_H$ , определите  $R_P$ , для которого  $R_{AB}$  при температуре  $T_C$  представляет собой среднее геометрическое  $R_{AB}$  при температурах  $T_L$  и  $T_H$ . Для этого значения  $R_P$  вы получите  $R_{AB}$ , точно равное  $AB^{\frac{1}{3}}$  при трех температурах  $T_L$ ,  $T_C$  и  $T_H$ .

При других температурах диапазона изменение сопротивления  $R_{AB}$  отклоняется от зависимости  $AB^{\frac{1}{3}}$ , вызывая ошибку нелинейности, которая для большинства термисторов значительно меньше 0.1 К, если диапазон температур не превышает 30 К. Сопротивление  $R_P$  можно легко рассчитать, используя формулу

$$R_P = \frac{R_C [R_C (R_L + R_H) + 2R_L R_H]}{R_L R_H R_C^2}.$$

Поскольку коэффициент преобразования температура-период  $S_C$  равен

$$\frac{2R_1C_1}{T} \ln B,$$

можно выбрать  $R_1$  и  $C_1$  такими, чтобы

$$R_1C_1 = \frac{S_C (T_H - T_C)}{\ln \frac{R_{AB} @ T_L}{R_{AB} @ T_H}}$$

и получить требуемое значение  $S_C$ . Чтобы получить конкретный период выходных импульсов  $T_L$  для низкой температуры  $T_L$ , сопротивление  $R_2$  должно равняться  $(R_{AB} @ T_L)e^{\gamma}$ , где

$$\gamma = \frac{T_L}{2R_1C_1}.$$

На практике следует использовать более низкое значение  $R_2$ , поскольку ненулевая задержка отклика  $IC_2$  приводит к увеличению периода выходных импульсов.

Затем установите сопротивления потенциометров  $R_1$  и  $R_2$  ближе к их расчетным значениям. После того, как регулировкой  $R_1$  будет установлено правильное значение  $S_C$ , регулируйте  $R_2$  до тех пор, пока  $T$  не станет равным периоду  $T_L$  для температуры  $T_L$ . Два сопротивления делителя напряжения  $R_3$  и  $R_4$  должны быть равны по величине и иметь близкие допуски. В качестве практического

примера для преобразования температурного интервала от 20 до 50 °C в периоды длительностью от 5 до 20 мс используйте стандартный термистор, такой, например, как 46004 компании Yellow Springs Instruments. Сопротивления  $R_L$ ,  $R_C$  и  $R_H$  этого термистора составляют 2814, 1471 и 811.3 Ом, соответственно, при низкой, средней и высокой температурах. Остальные параметры схемы следующие:  $S_C = 0.5$  мс/К,  $T_L = 20$  °C,  $T_H = 50$  °C,  $T_C = 35$  °C и  $T_L = 5$  мс.

Поскольку через термистор проходит только часть тока  $I_S$ , этот ток должен быть низким, чтобы избежать эффектов саморазогрева. Значение  $I_S$ , используемое в этой схеме, составляет примерно 0.48 мА, что приводит к ошибке саморазогрева менее 0.03 К при коэффициенте рассеяния термистора 10 мВт/К. Номиналы компонентов на Рисунке 1 соответствуют этому примеру. Все резисторы имеют допуски 1% и максимальную рассеиваемую мощность 0.25 Вт. В качестве  $C_1$  следует использовать конденсатор с поликарбонатным диэлектриком.

Моделирование различных температур от 20 до 50 °C путем замены термистора стандартными резисторами от 2814 Ом до 811.3 Ом с допуском 0.01% дает значения  $T$  от 5 до 20 мс с максимальным отклонением от правильных показаний менее 32 мкс, что соответствует максимальной температурной погрешности менее 0.07 К. Использование реального термистора дает максимальную погрешность менее 0.1 К для коэффициента рассеяния термистора 10 мВт/К или меньше.

## Изучение закона Боссона и его уравнения

Одна из причин путаницы, с которой вы можете столкнуться при чтении статей, указанных в ссылках, заключается в том, что, ссылаясь на общеизвестное уравнение, авторы используют различные символы для представления переменной или константы. Читатели, незнакомые с Законом Боссона и сопутствующим ему уравнением, могут ознакомиться с оригинальной статьей [1], в которой авторы формулируют закон Боссона следующим образом:

$$R = A e^{\frac{B}{T}}$$

В выражении величины  $A$ ,  $B$  и представляют определенные константы термистора, а температура  $T$  выражается в градусах Кельвина.

Взяв экспоненту от обеих сторон, получим

$$R = e^A e^{\frac{B}{T}}$$

Если константу  $e^A$  заменить на  $A$ , уравнение Боссона можно переписать как

$$R = A e^{\frac{B}{T}}$$

Большинство авторов использовали эту форму представления уравнения Боссона только в своих опубликованных статьях. Здесь  $T$  – температура, а  $A$  – константа.

Поскольку  $T$  и  $A$  входят в это выражение вместе как сумма  $T + \frac{B}{T}$ , можно альтернативно использовать  $T_0$  для представления температуры, а  $T$  – в качестве константы. В статье [2] формула представлена как

$$R = A e^{\frac{B}{T_0}}$$

и названа формулой Боссона. В этом выражении вместо  $T$  используется  $T_0$ , и  $T_0$  является константой. В [2] константа  $T_0$  определяется как начальная температура, а  $T$  – как текущая температура.

При определенных допущениях из формулы Боссона в [2] выводится приближение  $R = AB^{-1} e^{\frac{B}{T_0}}$ .

## Ссылки

1. Bosson, G, F Guttman, and LM Simmons, "A relationship between resistance and temperature of Thermistors," Journal of Applied Physics, Volume 21, 1950, pg 1267.
2. Yankov, IY, CI Gigov, and EA Yankov, "Linear temperature-to-time period converters using standard thermistors," Measurement Science and Technology, Volume 1, No. 11, November 1990, pg 1168.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LF411](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor 2N3819](#)

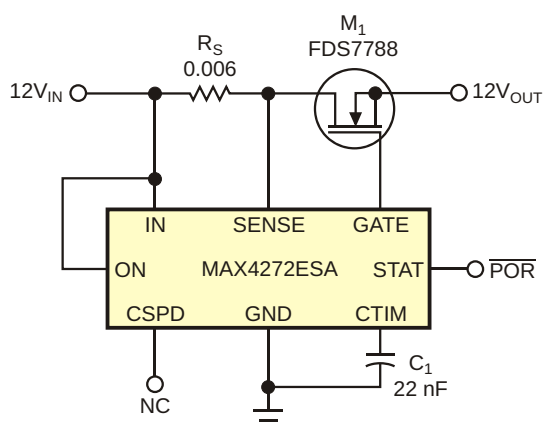


# Минимизация тока короткого замыкания в контроллере горячей замены

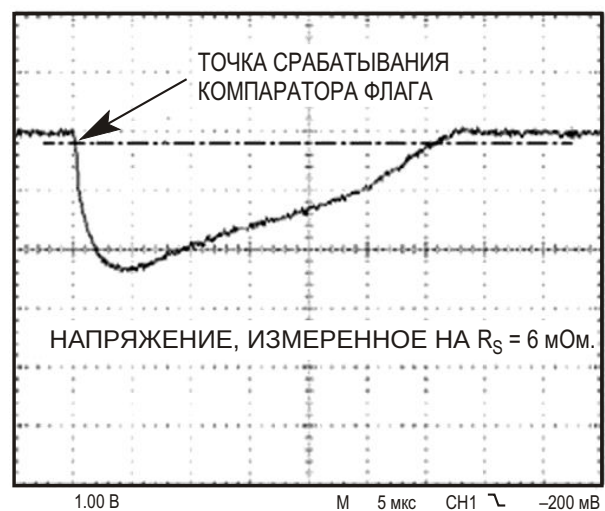
Jim Sherwin and Thong Huynh

EDN

Из-за внутренней задержки автоматического выключателя и конечного тока затвора MOSFET многие контроллеры горячей замены не ограничивают ток в первые 10 – 50 мкс после короткого замыкания выхода. Результатом может быть кратковременный всплеск тока амплитудой в несколько сотен ампер. Простая внешняя схема может решить эту проблему, минимизируя начальный скачок тока и прервав ток короткого замыкания в течение 200 – 500 нс. Типичная схема 12-вольтового контроллера горячей замены с максимальным током 6 А, как и многие другие, содержит медленные и быстрые компараторы с порогами срабатывания 50 и 200 мВ (Рисунок 1). Токоизмерительный резистор  $R_S$

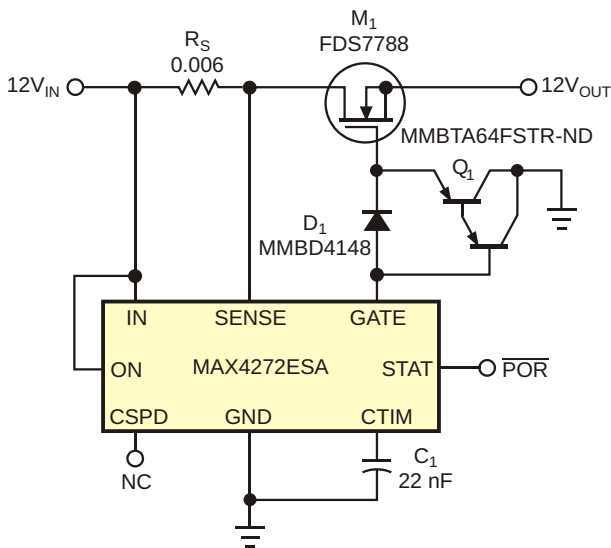


**Рисунок 1.** Типичная схема контроллера горячей замены ограничивает пиковый ток короткого замыкания 400 А примерно за 30 мкс.



**Рисунок 2.** Ток короткого замыкания 400 А в схеме на Рисунке 1 уменьшается до 100 А за 28 мкс.

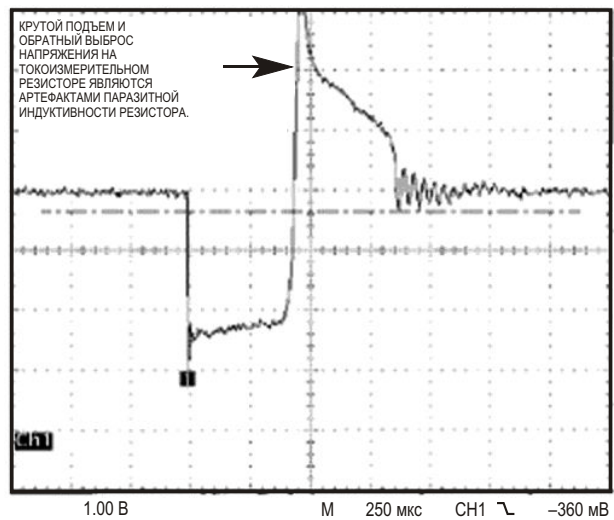
сопротивлением 6 мОм обеспечивает номинальный порог срабатывания медленного компаратора при 8.3 А в условиях перегрузки и срабатывание быстрого компаратора при 33.3 А для коротких замыканий. Только сопротивления схемы ограничивают начальный всплеск тока короткого замыкания в течение периода, который включает в себя задержку быстрого компаратора и 30 мкс, необходимых для полного прерывания короткого замыкания путем разряда емкости затвора  $M_1$ . Свой вклад в сопротивление схемы вносят различные элементы, такие как резистор  $R_S$  и сопро-



**Рисунок 3.** Добавление транзистора  $Q_1$  увеличивает ток разряда емкости затвора, ограничивая длительность тока короткого замыкания значением менее 0.5 мкс.

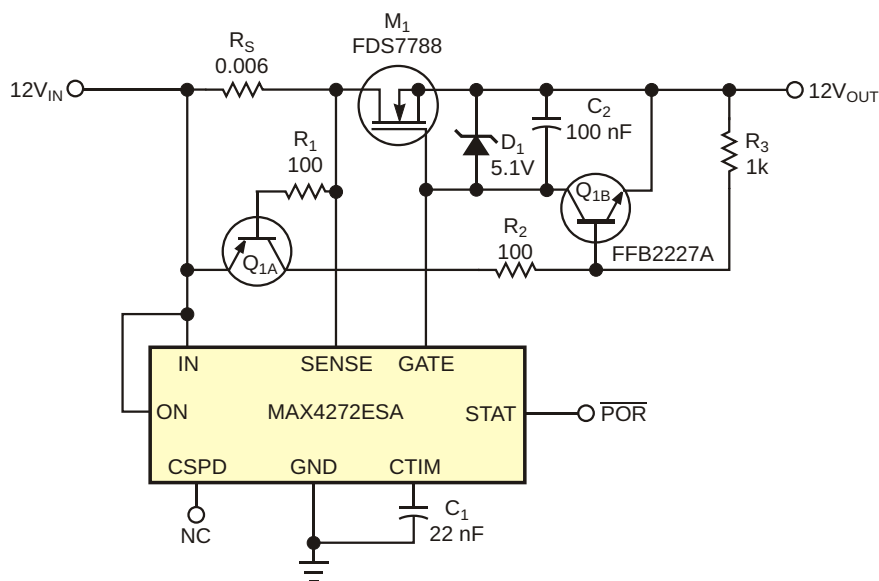
тивление открытого транзистора  $M_1$ . Осциллограмма, снятая во время короткого замыкания, показывает, что пиковый ток 400 А (падение напряжения на  $R_S$  равно 2.4 В) снижается до 100 А за 28 мкс (Рисунок 2).

Длительность тока короткого замыкания можно ограничить значением менее 0.5 мкс, добавив р-п-р транзистор Дарлингтона  $Q_1$  для ускорения разряда емкости затвора (Рисунок 3). Диод  $D_1$  позволяет затвору нормально заряжаться при включении, но при выключении ток контроллера 3 мА, разряжающий

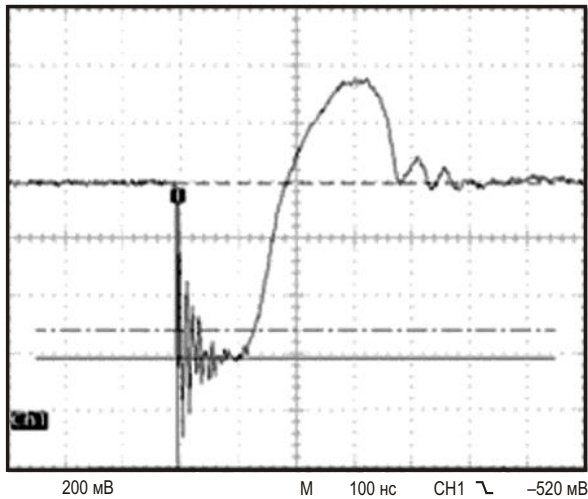


**Рисунок 4.** Крутое нарастание и обратный выброс в схеме на Рисунке 3 являются артефактами паразитной индуктивности токоизмерительного резистора.

затвор направляется в базу  $Q_1$ . Затем быстро срабатывает транзистор  $Q_1$ , разряжая емкость затвора менее чем за 100 нс. Таким образом, сильноточный период короткого замыкания ограничивается временем, немного большим, чем время задержки быстрого компаратора, составляющее 350 нс. Кажущийся обратный выброс тока и резкий рост сигнала на Рисунке 4 возникают из-за паразитной последовательной индуктивности токоизмерительного резистора. Схема на Рисунке 5 может ограничить ток короткого замыкания примерно до 100 А менее чем за



**Рисунок 5.** Этот контроллер горячей замены может быстро ограничивать пиковые токи короткого замыкания.



**Рисунок 6.** На этой осциллограмме показаны броски тока короткого замыкания для схемы на Рисунке 4.

200 нс. P-n-p транзистор  $Q_{1A}$ , который срабатывает, когда напряжение на  $R_S$  достигает примерно 600 мВ, управляет n-p-n транзистором  $Q_{1B}$ , обеспечивающим быстрый разряд емкости затвора  $M_1$ . Крутое нарастание импульса напряжения способствует быстрому срабатыванию p-n-p транзистора.

Земляной щуп осциллографа является причиной артефакта, проявляющегося на Рисунке 6 как генерация на переднем фронте. Опять же, как и на Рисунке 4, кажущийся обратный выброс тока и резкий рост сигнала на Рисунке 6 возникают из-за паразитной последовательной индуктивности токоизмерительного резистора. Конденсатор  $C_2$  подключается между затвором и истоком транзистора  $M_1$  для снижения положительного скачка напряжения, возникающего на затворе во время короткого замыкания. Стабилитрон  $D_1$  уменьшает ток стока открытого транзистора ( $I_{D(ON)}$ ), ограничивая его напряжение затвор-исток ( $V_{GS}$ ) до уровня менее 7 В, максимально доступного на выходе MAX4272. Хотя указанное в документации напряжение стабилизации  $D_1$  равно 5.1 В при токе 5 мА, в

этой схеме стабилитрон ограничивает  $V_{GS}$  на уровне примерно 3.4 В, поскольку ток заряда затвора микросхемы составляет всего 100 мкА. Ограничение  $V_{GS}$  снижает  $I_{D(ON)}$  ценой некоторого увеличения сопротивления открытого транзистора, но позволяет быстрее выключить  $M_1$ . Использовать  $D_1$  и  $C_2$  для некоторого уменьшения  $I_{D(ON)}$  во время коротких замыканий можно также в схемах на Рисунках 1 и 3.

Любая из двух схем может защитить источник питания объединительной платы, минимизируя энергию, рассеиваемую при коротком замыкании в схеме контроллера горячей замены. Более простая схема (Рисунок 3) значительно укорачивает импульс тока короткого замыкания до длительности несколько менее 500 нс, а чуть более сложная схема (Рисунок 5) снижает пиковый ток короткого замыкания до 100 А, а также сокращает длительность импульса менее чем до 200 нс. В большинстве схем контроллеров горячей замены можно использовать любой из этих методов. Индивидуальные результаты различаются в зависимости от импеданса источника питания, сопротивления короткого замыкания, а также от характера и скорости нарастания самого процесса короткого замыкания. Обратите внимание, что чрезвычайно трудно добиться повторяемого низкого сопротивления короткого замыкания путем ручного манипулирования закорачивающей перемычкой. Для создания источника питания с очень низким эквивалентным последовательным сопротивлением (ESR) потребуется тщательная разводка печатной платы и использование конденсаторов с низким ESR. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4272](#)
2. [Datasheet Fairchild FDS7788](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor FFB2227A](#)
4. [Datasheet Diodes MMBTA64](#)

# Оконные амплитудные фильтры сигналов

Михаил Шустов, г. Томск

Приведены схемы амплитудных оконных коммутаторов входных сигналов и возможности их использования для фильтрации (разделения) входных сигналов по уровню их напряжения по меньшей мере в трех окнах прозрачности.

Оконные фильтры, рассмотренные в настоящей статье, позволяют преобразовывать входной сигнал, попадающий по амплитуде в полосу пропускания данного фильтра, в управляющий сигнал цифровой формы [1]. Например, если на вход устройства будет подано линейно возрастающее напряжение, то на выходе устройства сигнал цифрового уровня «лог. 1» появится в случае, когда входное напряжение превысит порог срабатывания устройства, и исчезнет, как только уровень входного напряжения превысит ширину

окна пропускания оконного фильтра. Таким образом, оконный фильтр является регулируемым преобразователем аналоговых входных сигналов, попадающих в окно прозрачности устройства по напряжению, в цифровой выходной сигнал.

Рассмотрим работу оконного фильтра на примере устройства, изображённого на Рисунке 1. Оконный фильтр (клапан) содержит два входных полевых транзистора VT1, VT2 2N7000 и выходной логический элемент «НЕ» – DD1.1 CD40106. При отсутствии входного напряжения оба транзистора VT1 и VT2 закрыты, на выходе устройства присутствует сигнал логического нуля. Допустим, что входное напряжение плавно возрастает до тех пор, пока не достигнет порога переключения транзистора VT1 в открытое состояние (около 2 В, зависит от типа полевого транзистора). После переключения транзистора VT1 напряжение на его стоке становится равным «лог. 0». Следовательно, на выходе устройства появляется уровень «лог. 1».

При последующем росте входного напряжения в зависимости от положения движка потенциометра R4 открывается транзистор VT2. Это транзистор шунтирует входную

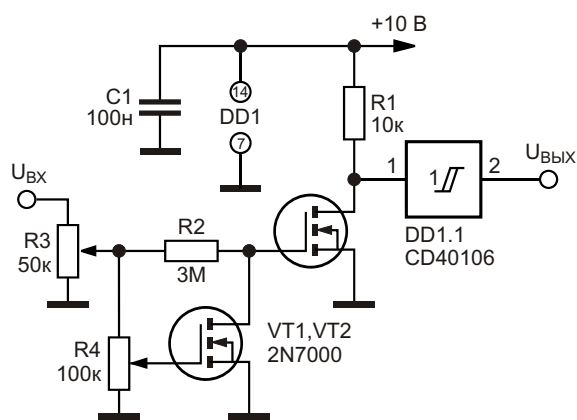
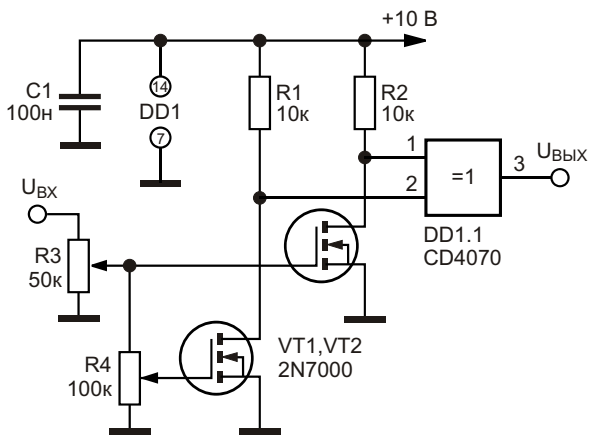


Рисунок 1. Электрическая схема оконного амплитудного фильтра (оконного клапана) с использованием на выходе элемента «НЕ».

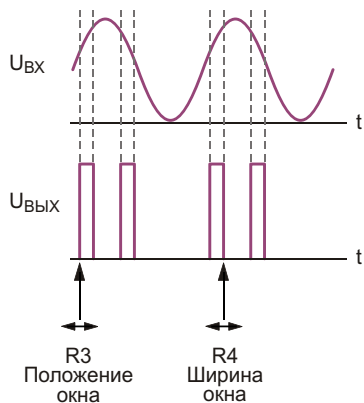




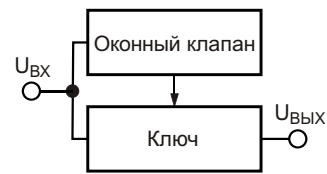
**Рисунок 2.** Оконный амплитудный фильтр с использованием на выходе элемента «Исключающее ИЛИ».

цепь управления транзистора VT1, закрывая его. Напряжение на стоке транзистора VT1 повышается до уровня «лог. 1», напряжение на выходе устройства становится равным «лог. 0».

Диапазон управления порогами переключения можно плавно регулировать потенциометрами R3 и R4. Высоту этого порога, начальное значение положения окна, можно плавно регулировать потенциометром R3 в пределах от 2 до 20 В (определяется свойствами используемых транзисторов). Ширину окна задает потенциометр R4. В нижнем положении движка потенциометра R4 порог отключения отсутствует, устройство превращается в однопороговый амплитудный коммутатор. При перемещении движка к верхней части потенциометра R4 ширина окна прозрачности коммутатора сужается вплоть до нулевого значения.



**Рисунок 3.** Диаграмма электрических процессов на входе и выходе оконного фильтра при подаче на его вход напряжения синусоидальной формы.



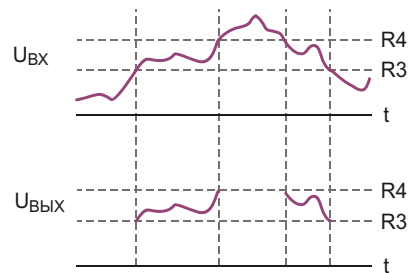
**Рисунок 4.** Использование оконного фильтра для управления прохождением входного сигнала.

Элемент «HE» DD1.1 CD40106 обеспечивает высокую крутизну фронтов переключения выходного сигнала.

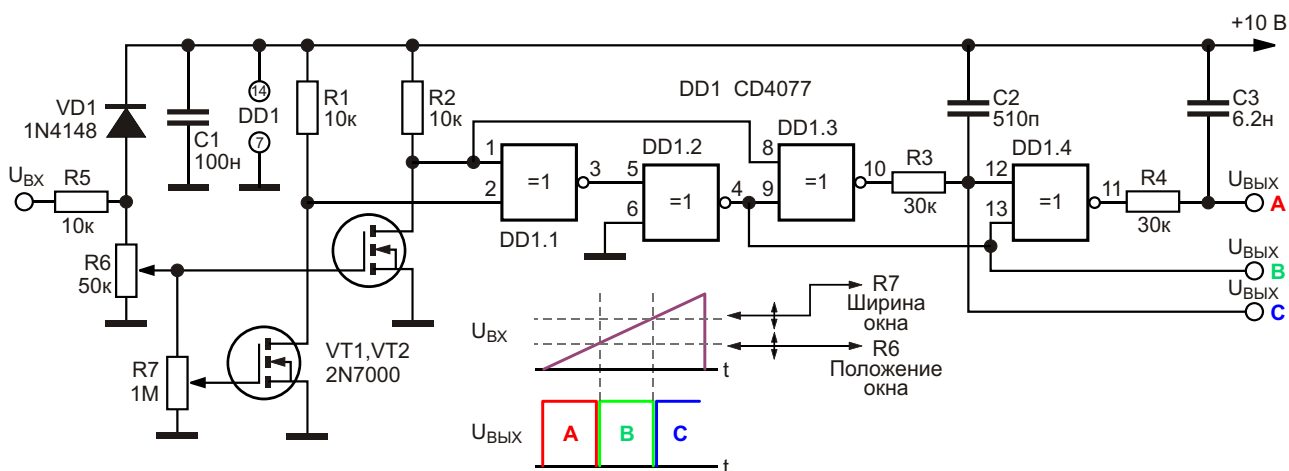
На Рисунке 2 показан вариант амплитудного оконного коммутатора, отличающегося тем, что к стокам полевых транзисторов VT1 и VT2 подключены входы логического элемента «Исключающее ИЛИ» – DD1.1 CD4070. В случае, если оба транзистора VT1 и VT2 закрыты, на выходе устройства присутствует «лог. 0»; если транзистор VT1 открыт, а VT2 закрыт, на выходе уровень «лог. 1»; если оба транзистора VT1 и VT2 открыты, на выходе вновь появляется уровень «лог. 0».

На Рисунке 3 дана диаграмма соотношения входных и выходных сигналов при подаче на вход устройства напряжения синусоидальной формы положительной полярности. Из рисунка видно, что при попадании входного сигнала в полосу прозрачности оконного фильтра на выходе устройства формируются импульсы прямоугольной формы, положением которых и шириной можно управлять при помощи потенциометров R3 и R4, соответственно.

На Рисунке 4 приведен простейший пример практического воплощения оконного фильтра – выходной сигнал оконного ампли-

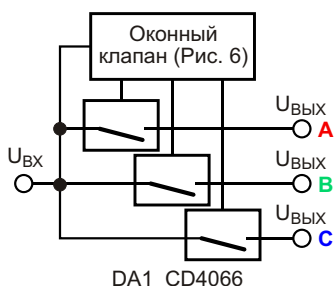


**Рисунок 5.** Форма электрических сигналов на входе и выходе оконного фильтра (Рисунок 4) для выделения полосы амплитуд сигналов, проходящих через него.



**Рисунок 6.** Электрическая схема трехполосного формирователя управляющих сигналов амплитудного фильтра.

тудного фильтра (оконного клапана) управляет аналоговым ключом, пропускающим сигнал со входа устройства на его выход в пределах заданных границ окна пропускания, Рисунок 5.



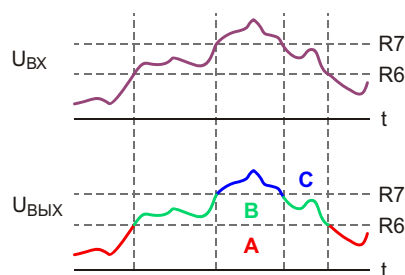
**Рисунок 7.** Электрическая схема трехполосного амплитудного фильтра сигналов.

На Рисунках 6 и 7 показано устройство более сложного построения – оконный амплитудный фильтр (клапан) с тремя окнами прозрачности. В качестве элемента селекции, как и в предыдущем примере, использован оконный коммутатор на транзисторах VT1 и VT2, а для разделения сигналов на окна прозрачности используется своеобразный фильтр, выполненный на элементах микросхемы DD1 CD4077 «Исключающее ИЛИ-НЕ». При нарастающем во времени входном сигнале на стоках транзисторов VT1 и VT2 (входах элемента DD1.1) последовательно появляются уровни «лог. 1», «лог. 1»; «лог. 1», «лог. 0»; «лог. 0», «лог. 0». Этим событиям соответствует последовательное появление

управляющих сигналов уровня «лог. 1» на выходах А, В и С устройства, Рисунок 6.

Диод VD1 1N4148 защищает входные цепи устройства от перенапряжения. Цепочки R3 и C2, а также R4 и C3 предназначены для подавления иглообразных импульсов, возникающих вследствие задержек прохождения сигналов через логические элементы микросхемы.

На Рисунке 7 показано, каким образом трехполосный формирователь управляющих сигналов (Рисунок 6) управляет работой аналоговых коммутаторов DA1, например, микросхемы CD4066. При помощи этих коммутаторов входной сигнал разделяется на выходы А, В и С в зависимости от его амплитуды.



**Рисунок 8.** Динамика электрических процессов на входе и выходах трехполосного коммутатора входных сигналов по амплитуде.

На Рисунке 8 изображена динамика прохождения сигнала со входа устройства на его выходы А, В и С.

Оконные амплитудные фильтры сигналов можно использовать для разделения аналоговых сигналов по уровням входных напряжений, в селективных по уровню напряжения аналого-цифровых преобразователях, амплитудно-управляемых переключателях и коммутаторах, устройствах дистанционного управления, многоканальных системах проводной связи с наложением низковольтной высокочастотной модуляции на постоянное напряжение, управляющее выбором канала связи, для многополосной проводной или беспроводной связи с разнесенными по частоте и периодически синхронно меняющимися-

ся по заданному алгоритму каналами передачи и приема данных и т. д. **РЛ**

## Литература

1. Шустов М.А. Оконный транзисторный ключ // РадиоЛоцман. – 2021. – № 05-06. С. 72-73.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
2. [Datasheet Texas Instruments CD4066B](#)
3. [Datasheet Texas Instruments CD4070B](#)
4. [Datasheet Texas Instruments CD4077B](#)
5. [Datasheet Texas Instruments CD40106B](#)

# Удвоитель частоты последовательности треугольных импульсов

Alexander Belousov

EDN

Обычно умножители частоты работают с прямоугольными импульсами. Однако схема на Рисунке 1 выполняет умножение частоты последовательности треугольных импульсов и поддерживает амплитуду и однородность входного сигнала.

Общая идея состоит в подаче треугольных импульсов на какой-нибудь двухполупериодный выпрямитель. Тогда выходной сигнал представляет собой последовательность треугольных импульсов с удвоенной входной частотой, смещенный на некоторый постоян-

ный уровень. Затем это постоянное смещение можно удалить, используя простой фильтр верхних частот, или сдвинув уровень с помощью другого операционного усилителя. Этот прием можно последовательно повторять, чтобы получить серию частот  $2 \times F_{IN}$ ,  $4 \times F_{IN}$ ,  $8 \times F_{IN}$  и так далее.

В реальной схеме на Рисунке 1 для выпрямления используется сдвоенный операционный усилитель с однополярным питанием. Для отрицательной полуволны входного сигнала  $IC_{1A}$  работает как обычный инвер-

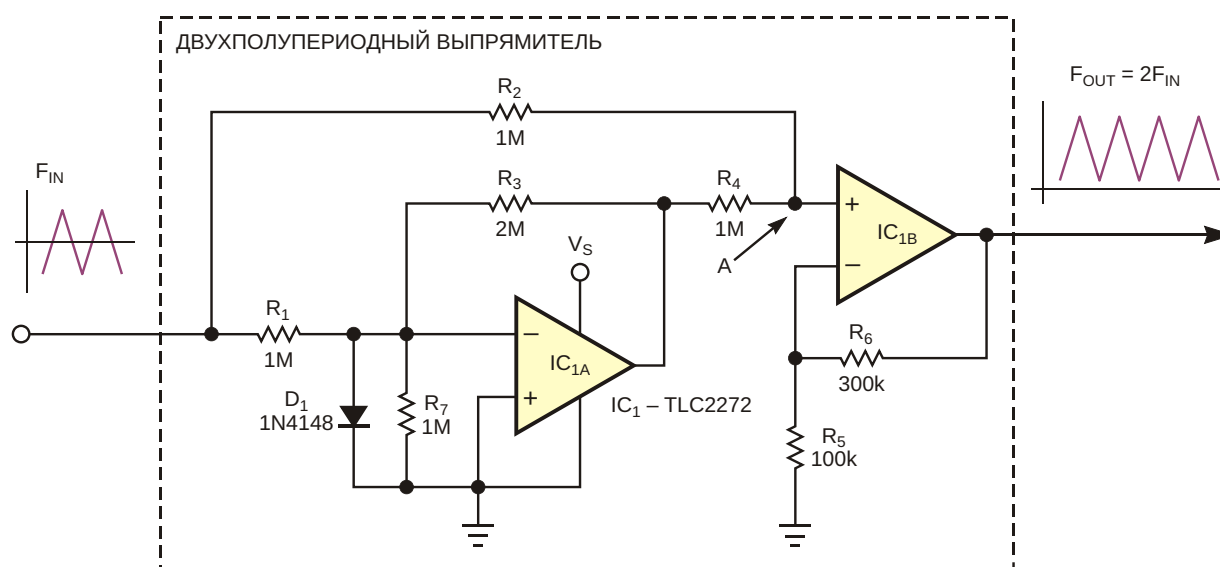


Рисунок 1. Эта схема выполняет умножение частоты последовательности треугольных импульсов.

тирующий усилитель, коэффициент усиления которого установлен равным 2 резисторами  $R_1$  и  $R_3$ . Затем в точке А схема производит алгебраическое суммирование с коэффициентом 0.5 положительного выходного сигнала усилителя  $IC_{1A}$  и отрицательного входного сигнала. После того, как  $IC_{1B}$ , в соответствии с сопротивлениями резисторов  $R_5$  и  $R_6$ , усиливает сигнал в 4 раза, выходной сигнал имеет ту же пиковую амплитуду, что и входной, но с положительным знаком.

Когда уровень входного сигнала становится положительным, единственный путь к суммирующей точке А проходит через резистор  $R_2$ . В этом случае усилитель  $IC_{1A}$  насыщается, и напряжение на его выходе близко к потенциалу земли. Выходное напряжение хороших rail-to-rail операционных усилителей может отличаться от уровня земли лишь на несколько милливольт. Таким образом, сигнал в точке А остается положительным, но ослабленным в два раза делителем напряжения  $R_2$  и  $R_4$ .  $IC_{1B}$  восстанавливает исходную амплитуду сигнала. Выходной сигнал представляет собой последовательность треугольных импульсов, пиковая амплитуда которых равна амплитуде входных импульсов, но частота вдвое превышает входную частоту.

Элементы  $D_1$  и  $R_7$  необязательны; они улучшают динамические характеристики схемы, предотвращая перегрузку входного каскада и устраняя влияние входной емкости усилителя  $IC_{1A}$ , когда входной сигнал находится в положительной области. Если эти элементы исключить из схемы, рабочий диапазон входных частот не будет превышать 1 кГц. При необходимости работы с более

высокими частотами  $D_1$  и  $R_7$  следует оставить. Можно также пропорционально уменьшить сопротивления всех резисторов. Кроме того, можно уменьшить сопротивление  $R_7$  до 10 или 20% от сопротивления  $R_1$ , но такое изменение может стать причиной постоянного смещения на выходе и отрицательно повлиять на точность схемы.

При использовании номиналов компонентов и операционного усилителя, показанных на Рисунке 1, схема применима к низкочастотным приложениям, таким, например, как частотные (октавные) синтезаторы для электромузыкальных инструментов. Для приложений с частотами выше 20 кГц необходимо выбрать более быстрый операционный усилитель и, возможно, другую топологию выпрямителя.

Входное сопротивление двухполупериодного выпрямителя с топологией, изображенной на Рисунке 1, различается для положительных и отрицательных сигналов. Чтобы уменьшить эту разницу, можно подключить постоянный резистор между входом и землей. Кроме того, при каскадировании нескольких умножителей RC-фильтр верхних частот также помогает минимизировать асимметрию импеданса. Чтобы уменьшить асимметрию импеданса для положительных и отрицательных сигналов до разумного уровня, следует сначала выбрать резистор с минимально возможным сопротивлением, а затем рассчитать емкость конденсатора, соответствующую выбранной частоте фильтра. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments TLC2272](#)



# Простой удвоитель частоты треугольных сигналов

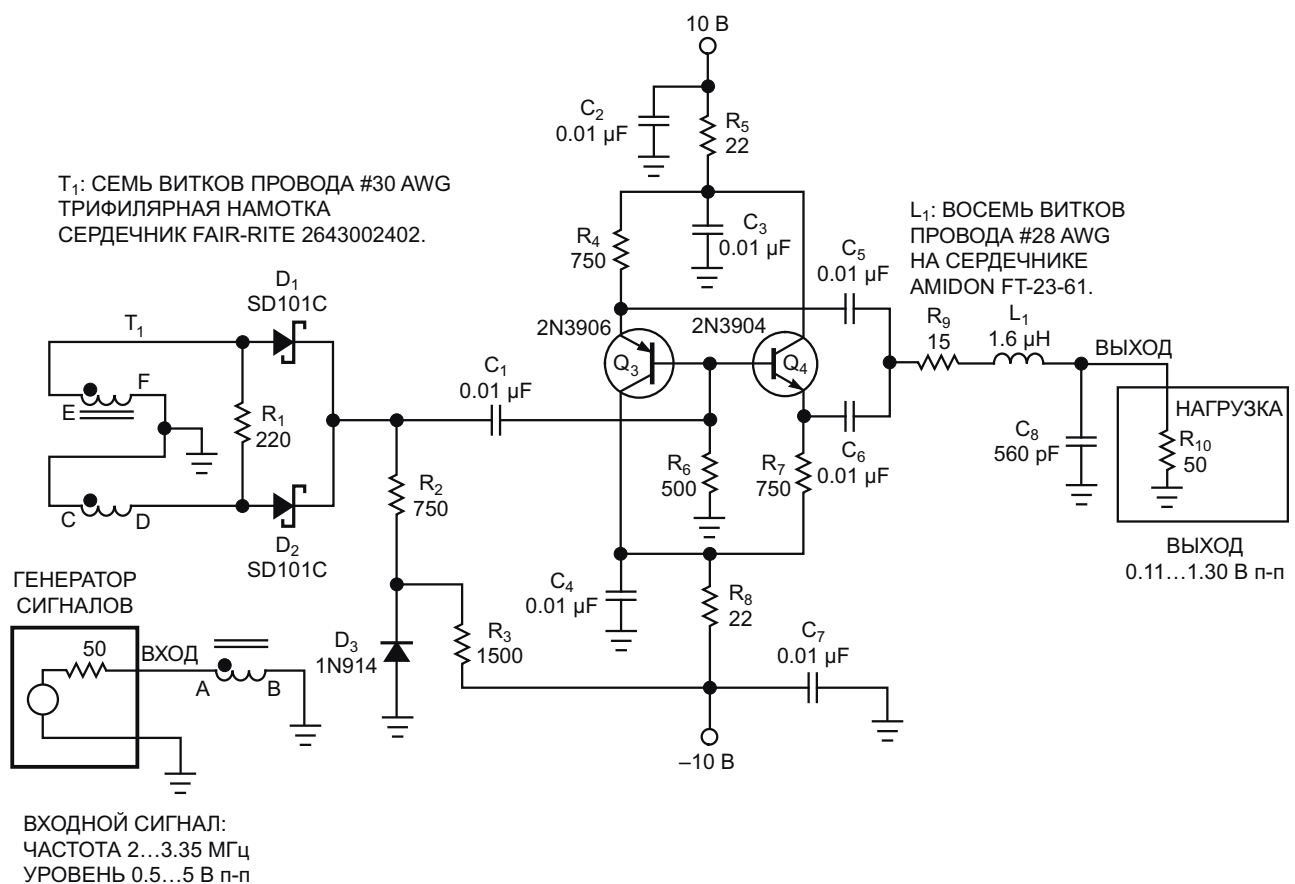
Jim McLucas

EDN

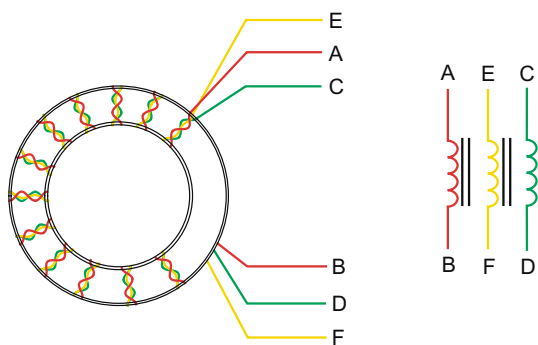
При использовании функционального генератора иногда может потребоваться синусоидальный выходной сигнал с частотой, более высокой, чем может обеспечить прибор. Если функциональный генератор также выдает импульсы треугольной формы, можно увеличить доступную частоту генератора вдвое, используя удвоитель частоты. В опубликованной ранее статье [1] описывалась схема

удвоителя частоты последовательности треугольных импульсов, в которой используются операционные усилители, ограничивающие выходную частоту значением порядка примерно 20 кГц.

В этой статье описывается удвоитель частоты, формирующий выходной синусоидальный сигнал с частотой от 4 до 6.7 МГц, выходной размах которого при нагрузке 50 Ом



**Рисунок 1.** Двухполупериодный выпрямитель, буфер и фильтр нижних частот превращают последовательность треугольных импульсов в синусоидальный сигнал удвоенной частоты.



**Рисунок 2.** Трансформатор  $T_1$  на Рисунке 1 содержит три обмотки на тороидальном ферритовом сердечнике. Для удобства сборки скрутите в жгут три провода разного цвета, чтобы сформировать обмотки.

может находиться в диапазоне от 110 мВ до 1.30 В. Как указывалось в [1], при подаче симметричных треугольных импульсов на двухполупериодный выпрямитель на его выходе образуются смещенные на постоянный уровень треугольные импульсы, частота которых в два раза превышает входную частоту. Любая асимметрия формы входного сигнала позволяет некоторой части основной частоты входного сигнала проходить на выход. Кроме того, источником дисбаланса амплитуды или фазы, приводящего к проникновению некоторой части входного сигнала на выход, может быть входной трансформатор схемы  $T_1$ .

Для создания широкополосного трансформатора с хорошей симметрией амплитуд и фаз скрутите вместе три эмалированных провода AWG #30 ( $0.05 \text{ мм}^2$ ) с шагом примерно 10 скруток на дюйм (4 на сантиметр). Намотайте семь витков скрученных проводов на тороидальный сердечник Fair-Rite 2643002402. (Каждый проход провода через центральное отверстие сердечника считается одним витком). Соедините провода так, как показано на Рисунке 1. (Для получения дополнительной информации об этом типе трансформатора см. [2] и Рисунок 2). Этот метод позволяет сделать широкополосный трансформатор с хорошей амплитудной и фазовой симметрией.

Чтобы добиться максимального ослабления входной частоты, в качестве  $D_1$  и  $D_2$  следует использовать согласованную пару диодов Шоттки. Однако прототип схемы показал отличные результаты и с несогласованными диодами. На Рисунке 1 диод  $D_3$  создает

небольшое отрицательное смещение для  $D_1$  и  $D_2$ , позволяя работать при низких уровнях сигнала. Конденсатор  $C_1$  пропускает выпрямленные треугольные импульсы удвоенной частоты на базы комплементарного эмиттерного повторителя, состоящего из транзисторов  $Q_3$  и  $Q_4$  и связанных с ними компонентов. Простой двухэлементный фильтр нижних частот на выходе повторителя удаляет высокочастотные гармоники. В качестве  $L_1$  можно использовать любой дроссель с индуктивностью 1.6 мкГн и добротностью 20 или выше. Хотя заметных изменений частотной характеристики фильтра дроссель с добротностью менее 10 не вызовет, значение ниже 20 увеличивает потери, вносимые дросселем, и уменьшает максимальную доступную амплитуду выходного сигнала.

Простой двухэлементный выходной фильтр нижних частот обеспечивает адекватные характеристики для симметричного треугольного входного сигнала, поскольку частотные компоненты выходного сигнала содержат входной сигнал удвоенной частоты и только нечетные гармоники полезного выходного сигнала. При частоте выходного сигнала 5 МГц третья гармоника проявляется на частоте 15 МГц с амплитудой  $-19$  дБ относительно сигнала 5 МГц. Фильтр нижних частот дополнительно увеличивает ослабление на 15 дБ на частоте 15 МГц, в результате чего уровень третьей гармоники на частоте 15 МГц составляет  $-34$  дБ относительно выходного сигнала 5 МГц, а гармоники более высокого порядка ослабляются до еще более низких уровней.

Нефильтрованный выходной сигнал комплементарного эмиттерного повторителя содержит треугольные импульсы, частота которых вдвое превышает частоту входного сигнала, плюс нечетные гармоники удвоенной входной частоты. Например, при подаче на вход схемы треугольного сигнала частотой 2.5 МГц на входе фильтра нижних частот будет последовательность треугольных импульсов с частотой 5 МГц. При почти идеальных треугольных импульсах входной сигнал фильтра состоит из основной частоты 5 МГц и только ее нечетных гармоник. Ближайший паразитный сигнал представляет собой третью гармонику сигнала 5 МГц с уровнем  $-19$  дБ, которую можно легко отфильтровать.

Чтобы использовать схему на более высоких частотах, разделите значения номиналов компонентов выходного фильтра  $L_1$  и  $C_8$  на  $F_{NEW}/5$ , где  $F_{NEW}$  – желаемая выходная частота в мегагерцах. Например, при выборе  $F_{NEW} = 20$  МГц номиналы  $L_1$  и  $C_8$  потребуется разделить на четыре, что дает новые значения 0.4 мкГн и 140 пФ, соответственно. Моделирование схемы с измененным фильтром в Spice показывает адекватное подавление гармоник в диапазоне частот выходных сигналов от 16 до 26.8 МГц. Хотя схема рассчитана на работу на частоте 5 МГц, остальная ее часть хорошо работает на частоте 20 МГц без дополнительных модификаций. Этот удвоитель частоты может также работать с синусоидальными входными сигналами. Однако в нефильтрованном выходном сигнале схемы будут содержаться более высокие уровни четных и

нечетных гармоник полезного сигнала, поэтому для получения высококачественного синусоидального выходного сигнала потребуется дополнительная фильтрация. **ПЛ**

## Ссылки

1. Alexander Belousov. «Удвоитель частоты последовательности треугольных импульсов». РадиоЛоцман. 2021, 05-06, стр. 84.
2. Demaw, MF “Doug,” Applying Toroidal Cores: Ferromagnetic-Core Design and Application Handbook, ISBN: 0133140881, Prentice Hall, 1996, pg 97.

## Материалы по теме

1. [Datasheet Fair-Rite 2643002402](#)
2. [Datasheet Amidon FT-23-61](#)
3. [Datasheet Vishay 1N914](#)
4. [Datasheet Vishay SD101](#)

# Простой метод проверки кабелей

Jim Keith

EDN

Инженеры давно знают, что для проверки целостности кабеля достаточно просто соединить все проводники последовательно и воспользоваться омметром. Однако этот метод иногда непрактичен, поскольку не позволяет проверять наличие коротких замыканий. Решает проблему обнаружения коротких замыканий схема, показанная на Рисунке 1. Замыкание каждой петли светодиодом обеспечивает визуальную индикацию. Привлекательность этой схемы состоит в том, что при коротком замыкании любого проводника по крайней мере один светодиод погаснет.

Место неисправности можно определить по визуальной сигнатуре светодиодов.

Сделаем еще один шаг в развитии этого метода: пусть светодиоды будут излучателями оптопар. Последовательное соединение фототранзисторов позволяет легко реализовать проверку «годен/негоден», не требующую визуального наблюдения. Обратите внимание на прямое напряжение 2 В, падающее на каждом светодиоде. При тестировании кабеля с большим количеством проводников подаваемое на схему напряжение должно быть достаточно высоким. [РЛ](#)

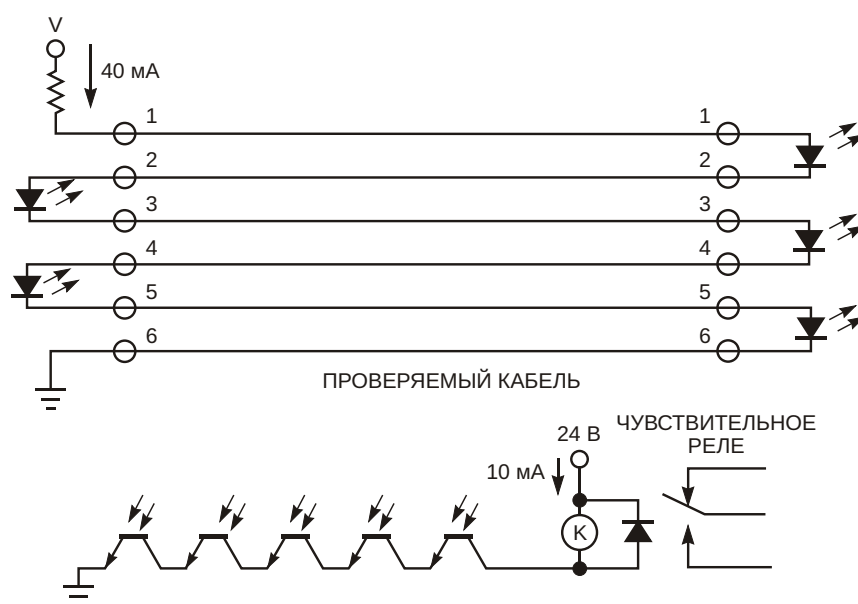


Рисунок 1. Этот простой метод проверки кабелей позволяет обнаружить не только обрыв, но и короткое замыкание.

# Схема реализации прецизионной зоны нечувствительности

V Manoharan

EDN

Схемы, реализующие зону нечувствительности, находят применение в системах сервоуправления. Схема с положительной мертвой зоной (зоной нечувствительности) выполнена на прецизионном источнике тока и однополупериодном инвертирующем выпрямителе (Рисунок 1). Микросхема REF01 (IC<sub>1</sub>) – это высокоточный источник

опорного напряжения 10 В. Вместе с буфером IC<sub>2A</sub> и резистором R<sub>1</sub> она образует источник стабильного тока. Усилитель IC<sub>2A</sub> устанавливает потенциал вывода GND (вывод 4) микросхемы IC<sub>1</sub>, равным потенциалу неинвертирующего входа IC<sub>2A</sub>. Ток, создаваемый высокоточным опорным напряжением микросхемы IC<sub>1</sub>, идет через резистор R<sub>1</sub> и равен

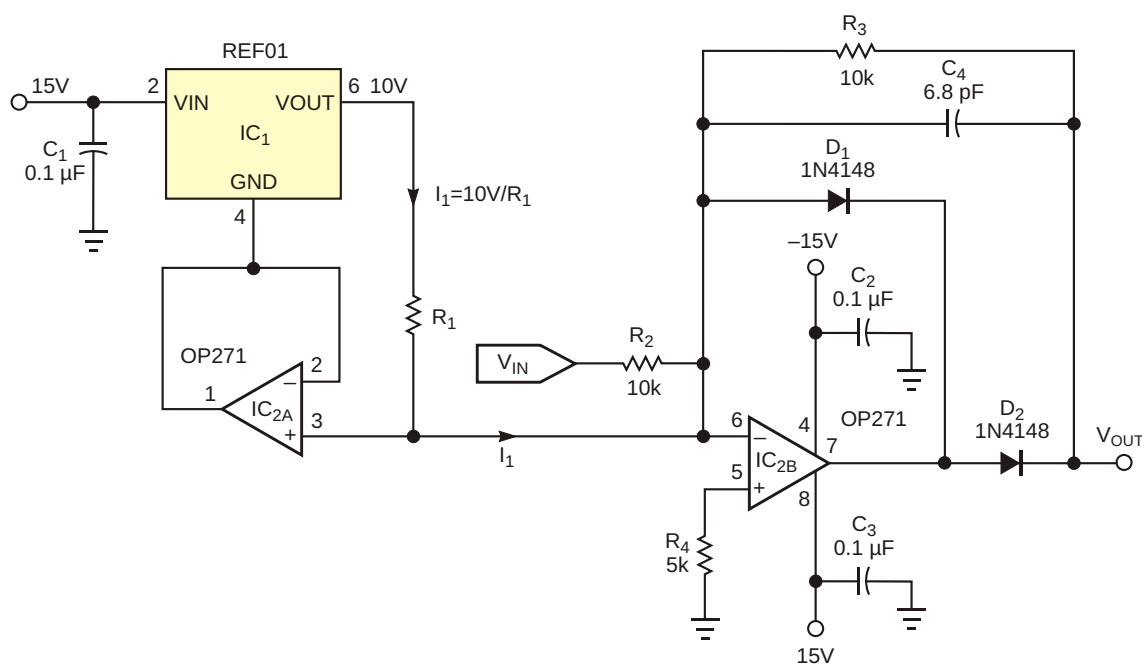
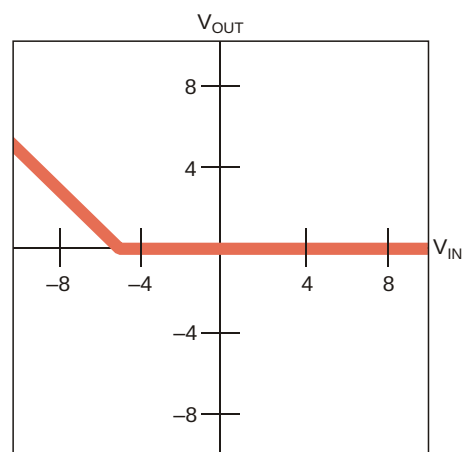


Рисунок 1. Эта схема имеет зону нечувствительности для сигналов более положительных, чем любое напряжение, установленное резистором R<sub>1</sub>.



10 В/Р<sub>1</sub>. Поскольку инвертирующий вход С<sub>2В</sub> подключен к выходу источника тока, диод обратной связи D<sub>1</sub> оказывается смещенным в прямом направлении, и через него течет ток I<sub>1</sub>. Прямосмещенный диод поддерживает напряжение на выходе IC<sub>2В</sub>, равным приблизительно -0.6 В. Так как катодный вывод диода D<sub>2</sub> остается подключенным через резистор R<sub>3</sub> к виртуальной земле, D<sub>2</sub> смещен в обратном направлении. Следовательно, и выход V<sub>OUT</sub> остается привязанным к виртуальной земле (0 В). Любое положительное напряжение, приложенное к V<sub>IN</sub>, еще больше смещает диоды D<sub>1</sub> и D<sub>2</sub> в прямом и обратном направлении, соответственно, и выходное напряжение остается на уровне 0 В (зона нечувствительности) для V<sub>IN</sub> > 0 В.

Напряжения на инвертирующих входах определяются прямосмещенным диодом D<sub>2</sub> и обратносмещенным диодом D<sub>1</sub>. Такая комбинация смещений возникает только тогда, когда ток через резистор R<sub>2</sub> (из-за отрицательного напряжения V<sub>IN</sub>) равен или превышает 10 В/Р<sub>1</sub>. Поэтому на выходе будет 0 В (зона нечувствительности) до тех пор, пока входное напряжение V<sub>IN</sub> не достигнет значения, равного -10R<sub>2</sub>/Р<sub>1</sub>. Если выбрать R<sub>1</sub> = 20 кОм, то напряжение V<sub>OUT</sub> остается на уровне 0 В для V<sub>IN</sub> > (-5 В), а для V<sub>IN</sub> < (-5 В) V<sub>OUT</sub> = (-V<sub>IN</sub> - 5 В). Передаточная функция для этого случая показана на Рисунке 2. С<sub>1</sub>, С<sub>2</sub> и С<sub>3</sub> – это развязывающие конденсаторы для микросхем IC<sub>1</sub> и IC<sub>2</sub>. Резистор R<sub>4</sub> снижает



**Рисунок 2.** При R<sub>1</sub> = 20 кОм схема на Рисунке 1 «умирает» для входных напряжений, превышающих -5 В.

напряжение смещения усилителя IC<sub>2В</sub> вне зоны нечувствительности. Можно реализовать альтернативную более простую схему, подав начальное смещение на однополупериодный инвертирующий выпрямитель через прецизионный резистор, подключенный к источнику опорного напряжения, без использования буфера с единичным усилением IC<sub>2А</sub>. Однако эта альтернатива увеличит коэффициент усиления шума, тем самым, увеличивая смещение и шум на выходе. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices OP271](#)
2. [Datasheet Analog Devices REF01](#)

# Недорогой портативный высотомер питается от одной батарейки

Todd Owen

EDN

Некоторым любителям спорта нужно знать изменения высоты по отношению к начальному уровню. Небольшой легкий портативный высотомер легко сконструировать с использованием современных микромашиных датчиков давления. Инвертирование выходной характеристики датчика и компенсация нелинейностей изменения атмосферного давления относительно высоты позволяют получить достаточно точный высотомер.

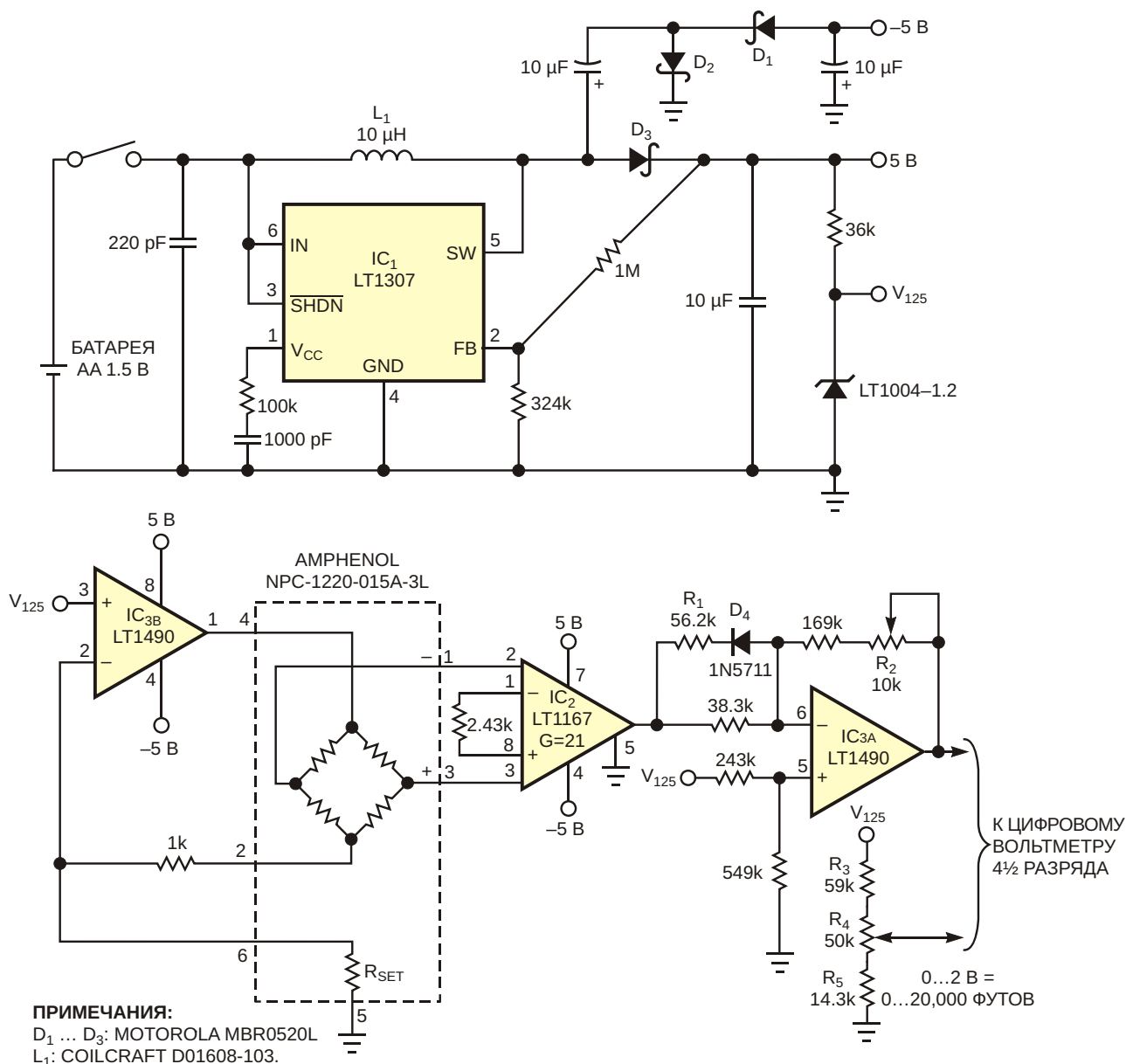
На Рисунке 1 показан небольшой портативный высотомер на основе микромашиного датчика давления. В схеме используется обратная зависимость между давлением воздуха и высотой. Цель разработки этой схемы заключалась в том, чтобы сделать ее компактной, легкой и портативной. Точность не имеет первостепенного значения; ошибки до 3%, что соответствует погрешности в 300 футов на высоте 10,000 футов, вполне допустимы. Быстродействие этой схемы также не критично; экстремальные изменения высоты, происходящие за миллисекунды, могут оказаться фатальными для любого, кто попытается прочитать результат.

Сердце высотомера – это датчик давления NPC-1220-015-A-3L. Этот 5-килоомный мост обеспечивает выходное напряжение от 0 до 50 мВ в диапазоне давлений от 0 до 15 фунтов на квадратный дюйм (1.02 атм). Для питания датчика и схемы преобразова-

ния сигнала используется микросхема IC<sub>1</sub> микромощного DC/DC регулятора, преобразующая напряжение одной батареи AA в 5 В, а также зарядовый насос, вырабатывающий напряжение –5 В.

Выход датчика подключен к инструментальному усилителю IC<sub>2</sub>, имеющему начальный коэффициент усиления, равный 21. Нелинейный каскад усиления, состоящий из микросхемы IC<sub>3В</sub> и связанных с ней компонентов, инвертирует выходную характеристику измерительного прибора, чтобы обеспечить напряжение, обратно пропорциональное давлению воздуха. Диод D<sub>4</sub> и резистор R<sub>1</sub> вносят нелинейность в коэффициент усиления, и результирующий выходной сигнал прямо пропорционален высоте.

Подстроечный резистор R<sub>2</sub> служит для калибровки усиления схемы преобразования сигнала. Этот потенциометр позволяет компенсировать любой производственный разброс номиналов компонентов и установить шкалу измерений, при которой выходной сигнал высотомера изменяется на 100 мВ на каждые 1000 футов высоты. Схема имеет некоторое начальное смещение, а также смещение, определяемое изменениями барометрического давления. Убрать это смещение и установить масштаб, при котором диапазону высот от 0 до 10,000 футов соответствует диапазон выходных напряжений от 0 до 1 В, можно с помощью резисторов R<sub>3</sub> - R<sub>5</sub>.



**Рисунок 1.** Для получения достаточно точных измерений высоты схема преобразования сигнала инвертирует выходную характеристику микромашинного датчика давления и компенсирует нелинейности изменений давления воздуха относительно высоты.

Тестирование высотомера проводилось с помощью самолета DHC-6 Twin Otter компании de Havilland, использовавшегося для подъема на высоту 13,000 футов парашютиста-испытателя с прибором, совершавшего свободное падение до высоты 3000 футов, на которой раскрывался парашют Icarus Omega 190. Аренда самолетов для тестирования доступна во многих местных аэропортах. Перед проведением испытаний такого

рода настоятельно рекомендуется пройти подробный инструктаж по использованию парашюта и затяжным прыжкам. **РЛ**

### Материалы по теме

1. [Datasheet Amphenol NPC-1220](#)
2. [Datasheet Analog Devices LT1004](#)
3. [Datasheet Analog Devices LT1167](#)
4. [Datasheet Analog Devices LT1307](#)
5. [Datasheet Analog Devices LT1490A](#)

# DC/DC преобразователь отрицательного напряжения на основе преобразователя положительного напряжения

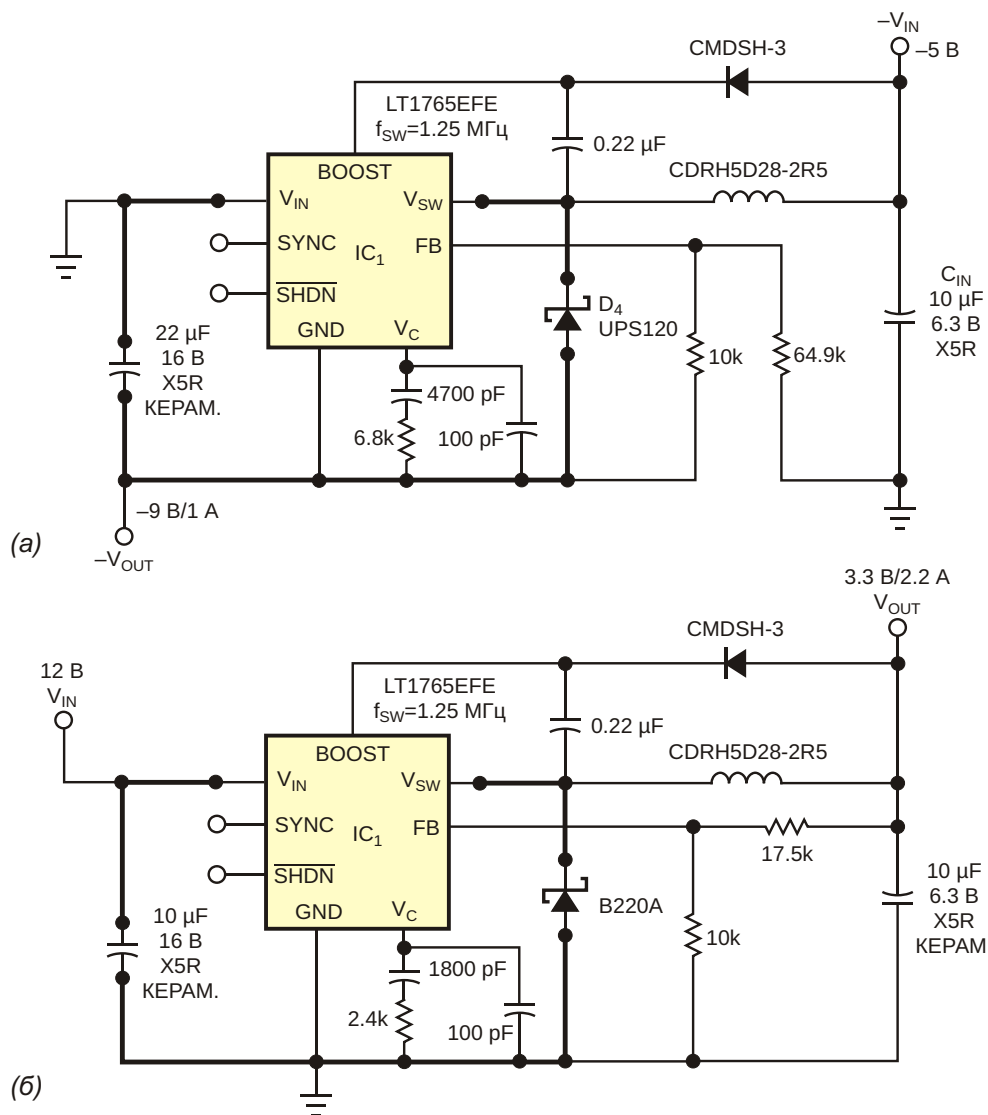
Keith Szolusha

EDN

Разработчикам источников питания доступен выбор из множества понижающих регуляторов положительного напряжения, которые также могут служить в качестве повышающих DC/DC преобразователей отрицательного напряжения. Некоторые понижающие регуляторы специально для этой цели имеют опорный источник отрицательного напряжения обратной связи, но количество таких микросхем несоизмеримо меньше, чем микросхем с положительным напряжением опорного источника. Можно воспользоваться этим большим разнообразием устройств, выбрав импульсный понижающий регулятор положительного напряжения, чтобы создать отличный повышающий преобразователь отрицательного напряжения. Все, что для этого нужно, – это несколько небольших изменений типовой конфигурации понижающего преобразователя. На Рисунке 1а показана схема повышающего преобразователя отрицательного напряжения с входным напряжением –5 В, выходным напряжением –9 В и током нагрузки 1.4 А, основанная на микросхеме импульсного понижающего преобразователя положительного напряжения LT1765EFE.

Эта микросхема, содержащая внутренний 3-амперный силовой ключ, может работать с входными напряжениями от 3 В до 25 В, используя для обратной связи внутренний источник опорного напряжения 1.2 В. Частота переключения 1.25 МГц микросхемы LT1765EFE помогает снизить размеры дросселя и входного и выходного конденсаторов. На Рисунке 1б изображена типовая схема включения LT1765EFE в конфигурации понижающего DC/DC преобразователя положительного напряжения с входным напряжением 12 В, выходным напряжением 3.3 В и током нагрузки 2.2 А. На Рисунке 2 показана зависимость КПД от выходного тока для схемы Рисунок 1а.

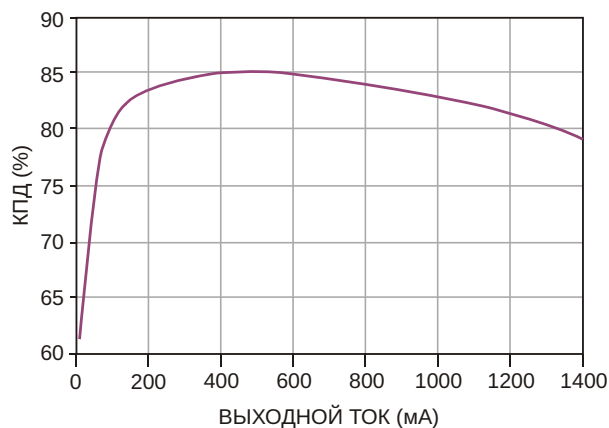
На Рисунке 1а вывод земли микросхемы соединен с шиной отрицательного выходного напряжения  $V_{OUT}$ . При таком включении образуется конфигурация повышающего преобразователя отрицательного напряжения, обеспечивающая положительное напряжение на выводе обратной связи FB относительно земли микросхемы. В этой топологии максимально допустимое входное напряжение микросхемы должно быть больше величины



**Рисунок 1.** На основе микросхемы LT1765EFE можно сделать повышающий преобразователь отрицательного напряжения (а) или понижающий преобразователь положительного напряжения (б).

выходного напряжения для повышающего преобразователя отрицательного напряжения. Кроме того, минимально допустимое входное напряжение микросхемы должно быть меньше величины входного напряжения, чтобы гарантировать запуск схемы при включении питания, поскольку в исходном состоянии на выходе может быть 0 В.

Обратите внимание, что максимальный выходной ток повышающего преобразователя отрицательного напряжения на Рисунке 1а намного ниже, чем максимальный выходной ток понижающего преобразователя положительного напряжения на Рисунке 1б, даже несмотря на то, что и в том и в другом используется одна и та же микросхема импульсного



**Рисунок 2.** Из графика зависимости КПД от выходного тока для схемы на Рисунок 1а видно, что пиковый КПД достигает 85%, а типовой превышает 80%.



стабилизатора. В обоих случаях максимальный ток, который может коммутировать микросхема понижающего преобразователя, составляет 3 А. Дроссель должен выбираться в соответствии с максимальным выходным током, пиковым коммутируемым током и требуемым уровнем пульсаций тока. Сначала рассчитывают необходимый коэффициент заполнения (DC), а затем либо ток пульсаций  $I_{PP}$  на основе индуктивности  $L$  выбранного дросселя, либо индуктивность дросселя на основе желаемых пульсаций тока. Обычно рекомендуется выбирать индуктивность дросселя такой, чтобы размах пульсаций тока составлял примерно 40% от входного тока. Эти расчеты являются приблизительными и не учитывают влияния потерь мощности в коммутаторе, дросселе и диоде Шоттки. Расчет выполняется в следующем порядке:

$$DC = \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot \frac{V_{OUT}}{V_{IN}},$$

$$I_{IN} \sim \frac{V_{OUT}}{V_{IN}} \cdot I_{OUT},$$

где

– общий КПД,

$I_{IN}$  – входной ток преобразователя,

$I_{OUT}$  – выходной ток преобразователя.

$$I_{PP} = I_{IN} \cdot 40\%,$$

$$I_{PP} = \frac{DC \cdot V_{IN}}{f_{SW} \cdot L},$$

где  $f_{SW}$  – частота переключения, и

$$L = \frac{DC \cdot V_{IN}}{f_{SW} \cdot I_{PP}}.$$

В этой конфигурации максимальный ток дросселя  $I_{LMAX}$  равен пиковому коммутируемому току. Максимальный ток  $I_{SWMAX}$ , переключаемый микросхемой, равен 3 А, поэтому и максимальный ток дросселя не должен превышать 3 А. Для поддержания коммутируемого тока на уровне ниже максимального может потребоваться дроссель с большей индуктивностью, чтобы пульсации тока оставались достаточно низкими.

$$I_{LMAX} = I_{SWMAX} = I_{IN} \cdot \frac{I_{PP}}{2}.$$

Максимальный выходной ток  $I_{OUTMAX}$  – это аппроксимация, полученная из максимально допустимого входного тока с учетом тока пульсаций:

$$I_{OUTMAX} = I_{SWMAX} \cdot \frac{I_{PP}}{2} \cdot \frac{V_{IN}}{V_{OUT}},$$

Как и в любом типичном повышающем преобразователе, пульсации тока входного конденсатора в топологии повышения отрицательного напряжения малы, а через выходной конденсатор протекает большой прерывистый ток. Поэтому размеры выходного конденсатора обычно больше, чем входного, поскольку ему приходится работать при более высоких среднеквадратичных значениях пульсирующих токов.

$$I_{CINRMS} = \frac{I_{PP}}{\sqrt{12}}$$

и

$$I_{COUTRMS} = \sqrt{1 - DC} \cdot I_{IN} \cdot \frac{I_{PP}}{12}.$$

где

$I_{CINRMS}$  – среднеквадратичный ток пульсаций входного конденсатора,

$I_{COUTRMS}$  – среднеквадратичный ток пульсаций выходного конденсатора.

ESR выходного конденсатора оказывает непосредственное влияние на пульсации выходного напряжения DC/DC преобразователя. Выбор более высокочастотных импульсных регуляторов снижает требования к допустимым пульсациям тока конденсатора. Но в любом случае, чем меньше ESR выходного конденсатора, например, керамического, тем ниже будут выходные пульсации повышающего преобразователя отрицательного напряжения:

$$V_{OUTPP} = I_{SWMAX} \cdot ESR_{COUT},$$

где

$V_{OUTPP}$  – пиковые пульсации выходного напряжения,

$ESR_{COUT}$  – ESR выходного конденсатора.

Жирными линиями на Рисунках 1а и 1б показаны пути с высокой скоростью изменения коммутируемого тока ( $di/dt$ ). Размеры этой петли должны быть сделаны минимально возможными, чтобы минимизировать ее индуктивность. Прерывистые токи в этом тракте создают большие значения  $di/dt$ . Любая индуктивность печатного проводника в этом контуре приводит к выбросам напряжения, которые могут сделать схему зашумленной или неуправляемой. По этой причине разводка схемы может иметь такое же значение, как

и выбор компонентов. Обратите внимание, что разводка схемы повышающего регулятора отрицательного напряжения отличается от разводки схемы понижающего регулятора положительного напряжения, хотя в них используется одна и та же микросхема. **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT1765EFE](#)
2. [Datasheet Diodes B220A](#)
3. [Datasheet Central Semiconductor CMDSH-3](#)
4. [Datasheet MCC UPS120](#)

# Трехфазный ГУН на основе инверторов

AI Dutcher

EDN

Иногда может понадобиться недорогой ГУН (генератор, управляемый напряжением), способный в широком диапазоне частот выдавать три синусоидальных выходных сигнала с равными фазовыми сдвигами. Можно использовать следящие фазовые фильтры с одним генератором, но этот метод сложен в реализации и применим в ограниченном диапазоне. Существуют и другие методы, такие как использование цифровых сигнальных процессоров, но они сложны и дороги. Источником вдохновения для создания ГУН на Рисунке 1 послужили выпущенные много лет назад компанией Texas Instruments указания по применению, в которых подробно описывалось использование небуферизованных инверторов семейства U

в кольцевых генераторах. Предложенная в этом документе схема состоит только из инверторов. Схема генерирует сигналы, форма которых довольно близка к синусоидальной. Для работы любого кольцевого генератора требуется, чтобы число инверторов в петле обратной связи было нечетным. В схеме будет работать любое нечетное число инверторов. Обратная связь инвертирующая, или отрицательная. Она обеспечивает начальное равновесное смещение, относительно которого изменяются сигналы на затворах.

Необходимым условием возникновения колебаний является коэффициент усиления в замкнутом контуре большой единицы. Типовое усиление небуферизованных инверто-

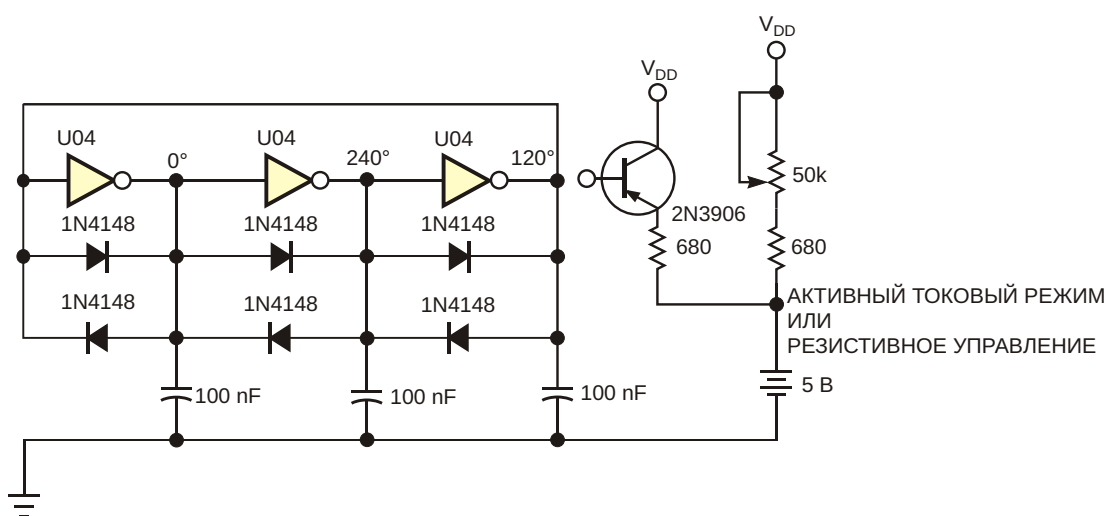


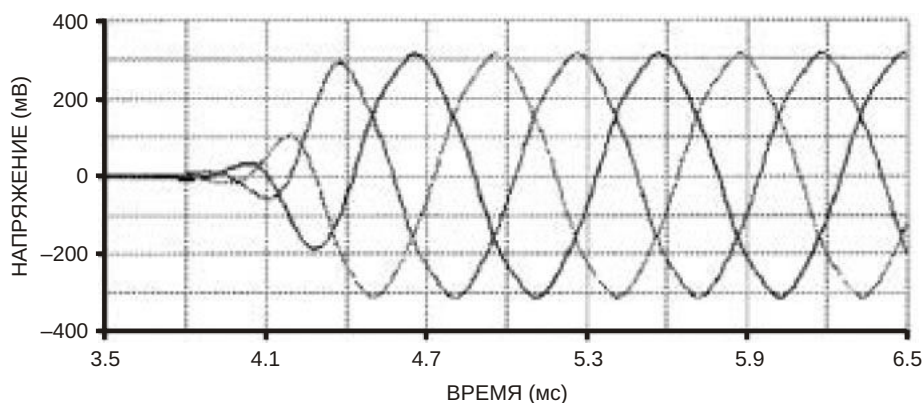
Рисунок 1. Кольцевой генератор с трехфазным выходом, работающий в широком диапазоне частот.

ров составляет 15 или около того на постоянном токе и примерно 7 при емкостных нагрузках. Таким образом, общий коэффициент усиления трех инверторов превышает 340, что более чем достаточно для генерации. На высоких частотах инверторы демонстрируют отставание по фазе, связанное с задержкой распространения. Добавление достаточного запаздывания к инверсиям, в конечном счете, превращает полную инверсию в неинверсию. Каждый каскад схемы на Рисунке 1 инвертирует сигнал ( $180^\circ$ ) и добавляет запаздывание в  $60^\circ$ , что в сумме составляет  $240^\circ$ . Общий фазовый сдвиг, создаваемый тремя каскадами по  $240^\circ$ , составляет  $720^\circ$ . Эта цифра соответствует двум полным проходам фазового круга, то есть, отсутствию инверсии фазы. Неинверсия означает самовозбуждение, которое порождает автоколебания. При использовании инверторов 74ACU04 схема на Рисунке 1 без дополнительных конденсаторов может работать на частотах до десятков мегагерц. Добавление конденсаторов может снизить частоту до приемлемого уровня. Частота равна  $I_{DD}/3C$ , где  $I_{DD}$  – ток, потребляемый логическими элементами. Для низкочастотных приложений лучше подходят инверторы 74НСU04, поскольку они менее чувствительны к разводке платы.

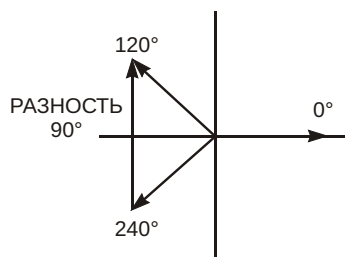
Диоды на Рисунке 1 выполняют две задачи. Во-первых, они ограничивают размах сигнала до 600 мВ, поэтому логические элементы всегда работают в линейной области. Во-вторых, они позволяют логическим элементам работать как распределители тока, попеременно заряжая и разряжая конденсаторы.

Уровень, до которого разряжаются конденсаторы, зависит от общего тока  $I_{DD}$ , потребляемого инверторами. Этот уровень и, следовательно, частота колебаний пропорциональны рабочему току. Диапазон частот, в котором может работать схема, составляет 1000:1 (ток питания от 10 мкА до 10 мА). Обратите внимание, что в слаботочном низкочастотном конце диапазона схема не в состоянии отдавать большой ток и может нуждаться в буферизации. Форма выходного трехфазного сигнала схемы показана на Рисунке 2. Эта концепция не работает с обычными буферизованными логическими элементами семейств АС или НС из-за того, что они имеют слишком большой коэффициент усиления и, вследствие насыщения, форма сигналов в узлах схемы будет прямоугольной. Элементы типов АСУ и НСУ малопопулярны, но, тем не менее, доступны для приобретения. Не забудьте заземлить входы оставшихся трех вентилях этих шестиканальных устройств. Плавающие входы запрещены для всех КМОП устройств.

Схема генерирует три выходных сигнала с равными относительными фазовыми сдвигами. Поскольку выходные сигналы практически синусоидальны, с помощью тригонометрических средств можно легко получить квадратурные выходы (Рисунок 3). Можно подключить дифференциальный усилитель к выходам  $120^\circ$  и  $240^\circ$ . Он обрежет синфазные компоненты с углом  $180^\circ$ . Разность между этими двумя выходами составляет  $90^\circ$ , и она хоро-



**Рисунок 2.** Схема на Рисунке 1 вырабатывает три выходных сигнала размахом 600 мВ, смещенных на  $120^\circ$ .



**Рисунок 3.** Вычитание векторов двух выходов дает квадратурный сигнал со сдвигом фаз  $90^\circ$ .

шо обрабатывается во всем диапазоне частот генератора. Дифференциальный усилитель того же типа можно использовать для усиления сигнала выхода  $0^\circ$ , чтобы удержи-

вать сигнал на более высоких частотах. В принципе, путем разумной регулировки амплитуд компонентов во внешних цепях можно получить любой набор фазовых углов. Основной недостаток схемы состоит в том, что в ней отсутствует высокочастотный резонатор, поэтому может возникнуть проблема фазовых шумов. Если включить схему в относительно узкополосную петлю ФАПЧ, ее характеристики значительно улучшатся. Возможности этого генератора позволяют ему захватывать широкий диапазон частот. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Nexperia 74AHCU04](#)
2. [Datasheet Nexperia 74HCU04](#)



# Визуальная индикация данных, передаваемых по каналу RS-232C

Shyam Tiwari

EDN

Схема на Рисунке 1 – это оптическая линия связи, предназначенная для тех, кто хочет «видеть» передаваемые данные. Дополнительным бонусом является напряжение изоляции, превышающее 5000 В. При тестировании системы использовался вход COM порта системы сбора данных, а также стандартный COM порт ПК. MC1489 преобразует данные RS-232C в сигналы уровня ТТЛ. Логический элемент 7404 инвертирует сигнал. Выход 7404 управляет мощным транзистором 2N3055 ( $Q_1$ ). Транзистор управляет группой из трех светодиодов, служащих источником света. При отсутствии данных на входе порта RS-232C светодиоды остаются выключенными. Когда происходит передача данных, светодиоды вспыхивают с частотой передачи данных. Чтобы обеспечить макси-

мальную изоляцию, держите оптический приемник на расстоянии 50 см от светодиодов. Фототранзистор MRD5009 напрямую преобразует свет в выходной сигнал ТТЛ. (Хорошо работает также фототранзистор TIL99). Источник питания приемника следует изолировать от источника питания передатчика. Микросхема MC1488 – это преобразователь ТТЛ - RS-232C. [РЛ](#)

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor MC1488](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MC1489](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM7805](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN7404](#)
5. [Datasheet Motorola MRD5009](#)
6. [Datasheet ON Semiconductor 2N3055](#)

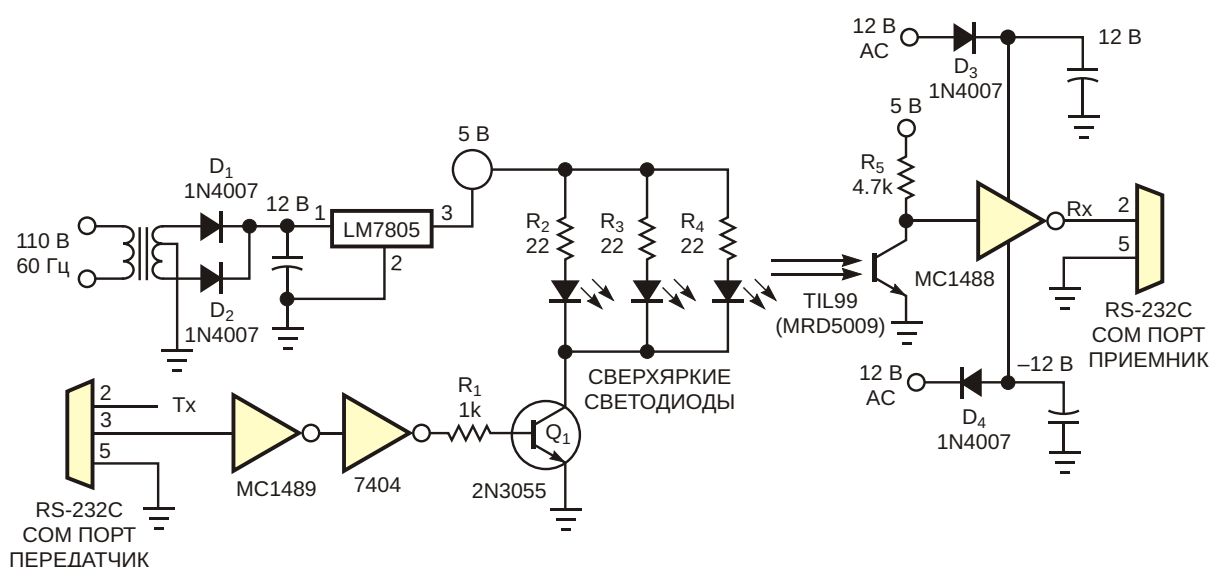


Рисунок 1. Эта схема обеспечивает визуальную индикацию данных, передаваемых по каналу RS-232C.

# Схема диодного «ИЛИ» для объединения низковольтных источников питания

Benabadji Mohammed Salim

EDN

Большинство современных микроконтроллеров питаются от постоянного напряжения 3.3 В или ниже. Для питания маломощных встроенных систем, работающих периодически, используются батареи. Для оборудования, работающего постоянно, обычно используется сетевой источник питания (трансформаторный или с AC/DC преобразователем) и схема диодного «ИЛИ», объединяющая источники питания вместе [1] и [2]. Падающее на диодах прямое напряжение 0.6 В не создавало проблем для более ранних конструкций, часто питавшихся от батарейных источников 9 В или более. Но в современных схемах это не лучшее решение, даже при использовании диодов Шоттки с прямым падением напряжения 0.3 В.

Лучшей альтернативой для объединения батарейного и сетевого источников питания является использование микросхемы специализированного контроллера. Прямое падение напряжения в таких устройствах, как LT4351, измеряется всего несколькими десятками милливольт благодаря очень низким сопротивлениям открытых каналов внешних MOSFET. Однако по сравнению с предложенным ниже простым дискретным решением эти специализированные микросхемы часто дороги и их не всегда легко приобрести.

Схема на Рисунке 1 оказалась критически важной, когда мне понадобилось повысить общий КПД конструкции очень малопотребляющего портативного регистратора данных, предназначенного для длительного использования.

Кратко опишем работу схемы. При наличии основного источника питания  $V_{IN1}$  N-канальный MOSFET T3 включен, поэтому затвор P-канального MOSFET T2 соединен с землей, и T2 открыт. Управляющим напряжением затвор-исток транзистора T1 служит напряжение сток-исток транзистора T2, которое составляет всего десятки милливольт. Это значит, что T1 выключен, и путь прохождения тока внешнего источника питания  $V_{IN2}$  разорван.

Теперь в случае временного отключения  $V_{IN1}$  T3 закрывается, потому что его затвор оказывается подключенным к земле через резистор R1, а транзистор T1, соответственно, включается. При этом транзистор T2 выключен, поскольку его затвор соединен с истоком через резистор R2, и напряжение затвор-исток T2 почти равно нулю.

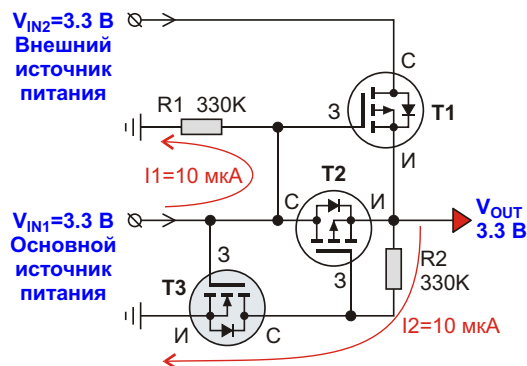


Рисунок 1. Эта упрощенная схема объединения по «ИЛИ» двух источников питания, выполненная на дискретных компонентах, снижает потери по сравнению с решением, основанном на диодах.

MOSFET T1 и T2 следует выбирать с очень низкими пороговыми напряжениями затворов и очень низкими сопротивлениями открытых каналов. Например, можно использовать транзисторы PMN50XP с сопротивлением канала 60 мОм и пороговым напряжением затвор исток, равным 3.3 В. В качестве T3 можно использовать популярный транзистор 2N7000 (или его аналог для поверхностного монтажа 2N7002).

Ток покоя схемы равен примерно 20 мкА при наличии основного источника питания и почти равен нулю при его отсутствии. Поэтому в качестве внешнего источника питания можно использовать батарею.

Сопротивления резисторов R1 и R2 не критичны. Они могут составлять сотни кОм,

если предпочтительно получить очень низкий ток покоя, или десятки кОм, если важнее уменьшить время переключения между входными источниками питания. **РЛ**

## Ссылки

1. [Fundamentals of power system ORing](#), Martin Patoka, EDN, March 21, 2007
2. [Use op amps to make automatic-ORing power selector](#), Bob Zwicker, EDN, August 11, 2011

## Материалы по теме

1. [Datasheet Linear Technology LT4351](#)
2. [Datasheet NXP PMN50XP](#)
3. [Datasheet Microchip 2N7000](#)
4. [Datasheet Microchip 2N7002](#)

# Звуковой омметр не ошибется

Tom Duclos

EDN

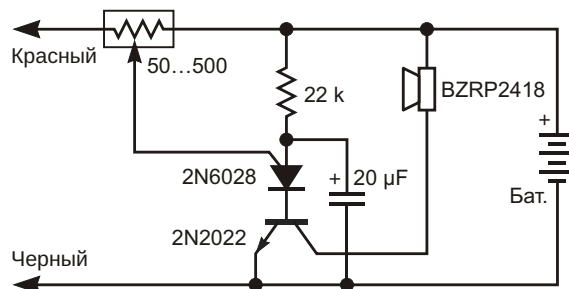
Один из самых любимых моих диагностических инструментов – простой самодельный звуковой омметр (audible ohmmeter – AudOhm). Эта схема хорошо служила мне в течение многих лет, позволяя проводить «предварительное» тестирование жгутов проводов и управляющего оборудования, а также различных компонентов, таких как транзисторы, реле, резисторы, светодиоды и переключатели. Я создал этот гаджет (Рисунок 1), потому что меня не устраивали ложные показания одного тона на сопротивлениях в несколько Ом или более при использовании стандартного цифрового вольтметра в звуковом режиме. Плохие соединения могут обмануть цифровой вольтметр, но не мой AudOhm.

## Теория работы

В AudOhm используются уникальные свойства необычного полупроводникового прибора, известного как программируемый однопереходный транзистор. Эти устройства, такие как показанный на Рисунке 1 транзистор 2N6028, уникальны тем, что проводят ток только после того, как напряжение на анодном выводе опустится ниже напряжения, приложенного к затвору. Транзистор закрывается, когда анодный ток падает ниже удерживающего уровня, и тока, идущего через резистор 22 кОм, становится недостаточно, чтобы зафиксировать транзистор в состоянии

устойчивой проводимости. При питании затвора от мостовой схемы, подключенной к тестируемой цепи, однопереходный транзистор будет генерировать импульсы с частотой, напрямую связанной с падением напряжения в тестируемой цепи.

При использовании в схеме на Рисунке 1 конденсатора 20 мкФ и подстроечного резистора 50 Ом рабочий диапазон составляет порядка 150 Ом. После сборки устройство калибруется только один раз, для чего нужно, замкнув измерительные щупы, вращать подстроечный резистор до тех пор, пока издаваемый звук не начнет становиться прерывистым, после чего, немного повернув движок в противоположную сторону, вернуться к непрерывному тону. Сделать это будет проще, если использовать 10-оборотный потенциометр. Выключатель питания не требуется; батареи прослужат столько же, как и при



**Рисунок 1.** В этом звуковом омметре используется программируемый однопереходный транзистор.

хранении на полке. Я использовал три соединенные последовательно батарейки ААА.

## AudOhm в действии

Когда щупы закорочены, AudOhm издает непрерывный тон, а при увеличении сопротивления его звук становится прерывистым. Частота модуляции зависит от сопротивления цепи. При правильной настройке можно «прослушивать» сопротивления порядка долей ома. Пользователь, не глядя, может сказать, является ли путь проводником или нет, и не примет компонент или катушку за проводное

соединение. Он также может оценить емкость цепи, которая звучит как короткий «пип», который будет повторяться только в том случае, если щупы поменяются местами.

Если вам необходимы измерения сопротивлений за пределами рабочего диапазона этой схемы, можно подобрать номиналы подстроечного резистора и конденсатора в соответствии с вашими требованиями. Не бойтесь экспериментировать! **PL**

## Материалы по теме

1. [Datasheet ON Semiconductor 2N6028](#)



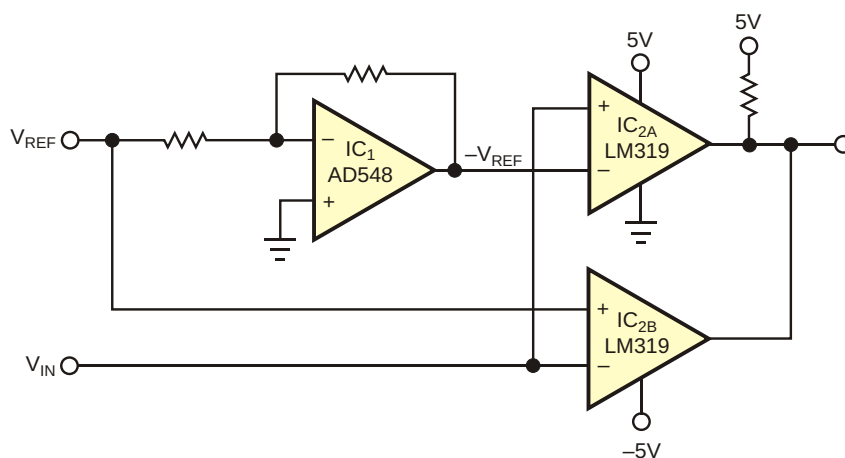
# Усовершенствованная схема оконного компаратора

Teno Cipri

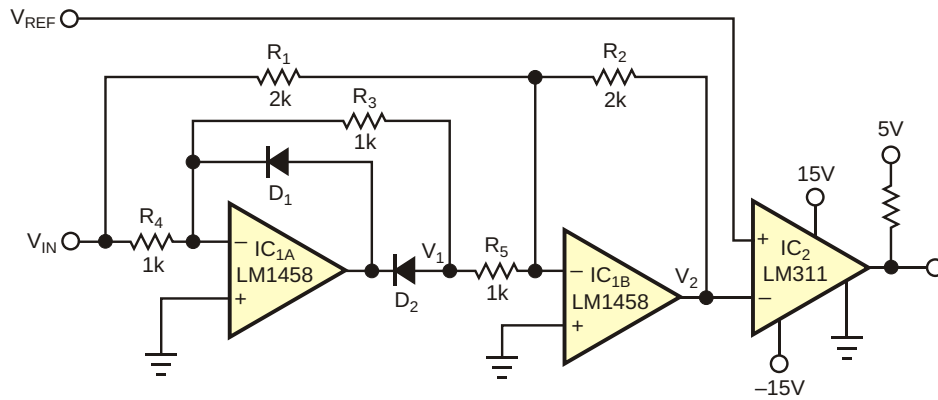
EDN

Чтобы определить, находится ли напряжение внутри или снаружи граничной области, в типичном оконном компараторе используются два компаратора и один операционный усилитель (ОУ). Стандартная реализация такого компаратора показана на Рисунке 1. IC1 представляет собой инвертирующий операционный усилитель с коэффициентом усиления  $-1$ .  $V_{REF}$  и  $-V_{REF}$  – это границы окна. Когда напряжение на входе  $V_{IN}$  становится более положительным, чем  $V_{REF}$ , уровень выходного сигнала IC<sub>2A</sub> опускается вниз. Когда напряжение на входе  $V_{IN}$  становится более отрицательным, чем  $-V_{REF}$ , на выходе IC<sub>2B</sub> устанавливается низкий уровень напря-

жения. Если напряжение  $V_{IN}$  ниже  $V_{REF}$  и выше  $-V_{REF}$ , напряжение на обоих выходах IC<sub>2</sub> остается высоким. Микросхемы LM319 и AD548 выпускаются в 14- и 8-выводных корпусах, соответственно. LM319 имеет отдельные выводы питания входных и выходных цепей. Вход должен питаться напряжениями  $\pm 15$  В относительно аналоговой земли, а для выхода можно использовать шину питания логики с опорным уровнем логической земли. Входные напряжения схемы ограничены диапазоном  $\pm 2.5$  В, что обусловлено предельным дифференциальным напряжением микросхемы LM319. Если ожидается, что входное напряжение может превысить



**Рисунок 1.** Недостатком традиционной схемы оконного компаратора является ограниченный диапазон входных напряжений.



**Рисунок 2.** Схема компаратора абсолютного значения имеет широкий диапазон входных напряжений и улучшенные характеристики по постоянному току.

дифференциальное напряжение  $\pm 5$  В между  $V_{REF}$  и  $V_{IN}$  или  $-V_{REF}$  и  $V_{IN}$ , тогда придется добавлять ограничивающую цепь с большим количеством дискретных компонентов. Преодолеть эти ограничения позволяет схема на Рисунке 2.

Чтобы увеличить максимальное дифференциальное входное напряжение, можно использовать компаратор LM311, но он доступен только в восьмивыводном корпусе, поэтому для схемы потребуется три таких микросхемы. Чтобы сократить количество компонентов, в схеме на Рисунке 2 использован усилитель абсолютного значения, управляющий одним компаратором LM311 ( $IC_2$ ). Хотя на первый взгляд схема на Рисунке 1 может

показаться проще, чем схема на Рисунке 2, используя сдвоенный усилитель в одном восьмиконтантном корпусе и компаратор LM311, можно сэкономить место на печатной плате и улучшить характеристики схемы. Когда в схеме на Рисунке 2 абсолютное значение  $V_{IN}$  превышает  $V_{REF}$ , напряжение на выходе компаратора  $IC_2$  имеет низкий уровень. При положительном сигнале  $V_{IN}$  усилитель  $IC_{1A}$  инвертирует его, и напряжение на  $R_5$  равно  $-V_{IN}$ . Ток, протекающий через  $R_5$ , вдвое больше, чем через  $R_1$ , а выходное напряжение  $IC_{1B}$  равно  $V_{IN}$ . При отрицательном  $V_{IN}$  диод  $D_2$  блокирует выход  $IC_{1A}$ , напряжение на котором ограничено прямым напряжением диода  $D_1$ . Поскольку инвертирующие входы  $IC_{1A}$  и  $IC_{1B}$  подключены к виртуальной земле, ток через  $R_3$  и  $R_5$  не течет. Когда усилитель  $IC_{1A}$  отключен от схемы, коэффициент усиления  $IC_{1B}$  равен  $-1$ , а выходное напряжение положительное. Напряжение на инвертирующем входе  $IC_2$  всегда положительное. Схема симметрична для положительных и отрицательных напряжений.  $V_2$  определяют следующие выражения:

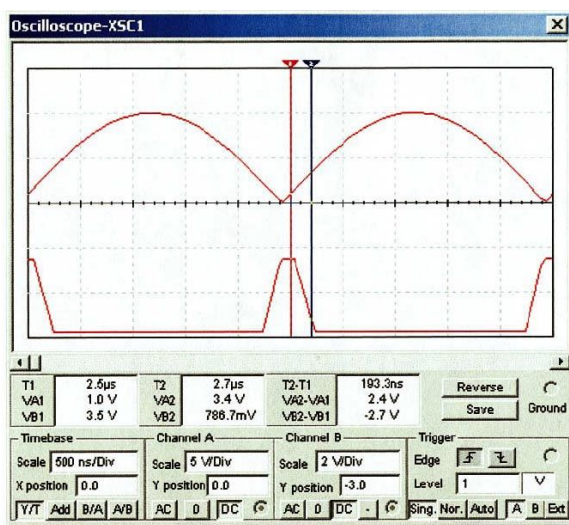
$$V_2 = |V_{IN}| = -V_{IN} - (-2V_{IN})$$

для положительных входных сигналов и

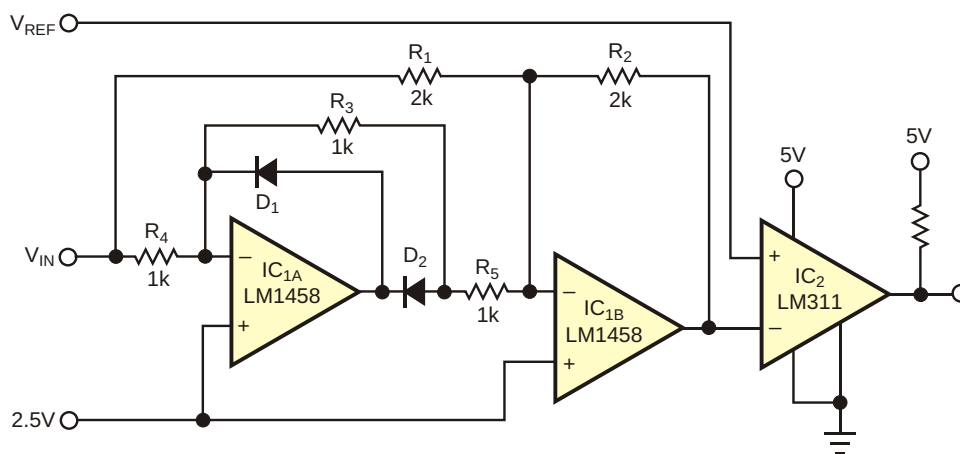
$$V_2 = -V_{IN}$$

для отрицательных входных сигналов.

Пороги сдвоенного компаратора на Рисунке 1 могут немного отличаться. Чтобы улучшить характеристики схемы на Рисунке 2 по постоянному току, следует выбирать ОУ с входным смещением менее 1 мВ. Другим преимуществом схемы на Рисунке 2 является



**Рисунок 3.** Канал А: выпрямленный выходной сигнал (абсолютное значение) усилителя  $IC_{1B}$ ; Канал В: выход компаратора.



**Рисунок 4.** Схему на Рисунке 2 можно изменить, чтобы она работала от однополярного источника питания.

ся то, что для установки ее коэффициента усиления нужно изменить сопротивление только одного резистора  $R_2$ . У большинства компараторов напряжение смещения составляет несколько милливольт, поэтому увеличение входного напряжения повышает точность за счет увеличения отношения сигнал/смещение. В схеме на Рисунке 1 для этого потребуется добавить еще один операционный усилитель. На Рисунке 3 показаны отклики смоделированной схемы. Канал А – это выход микросхемы  $IC_{1B}$ . Канал В представляет выход компаратора при установке  $V_{REF} = 1$  В. Маркер 1 (красный) соответствует порогу 1 В, а Маркер 2 (черный) – низкому логическому уровню на выходе компаратора.

На Рисунке 4 показан еще один вариант схемы, в которой используется один источник питания 5 В. Эта схема работает с входными сигналами от 0 до 5 В и порогами  $V_{REF}$  2.5 В и 5 В. При входных напряжениях 0 и 5 В выходное напряжение  $IC_{1B}$  имеет максимальное значение 5 В. Если входное напряжение  $V_{IN}$  равно 2.5 В, выходное напряжение  $IC_{1B}$  принимает минимальное значение 2.5 В. **ПЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD548](#)
2. [Datasheet Texas Instruments LM311](#)
3. [Datasheet Texas Instruments LM319](#)
4. [Datasheet Texas Instruments LM1458](#)

# Таймеры LMC555 задерживают сигнал аппаратного сброса для сбора отладочных данных

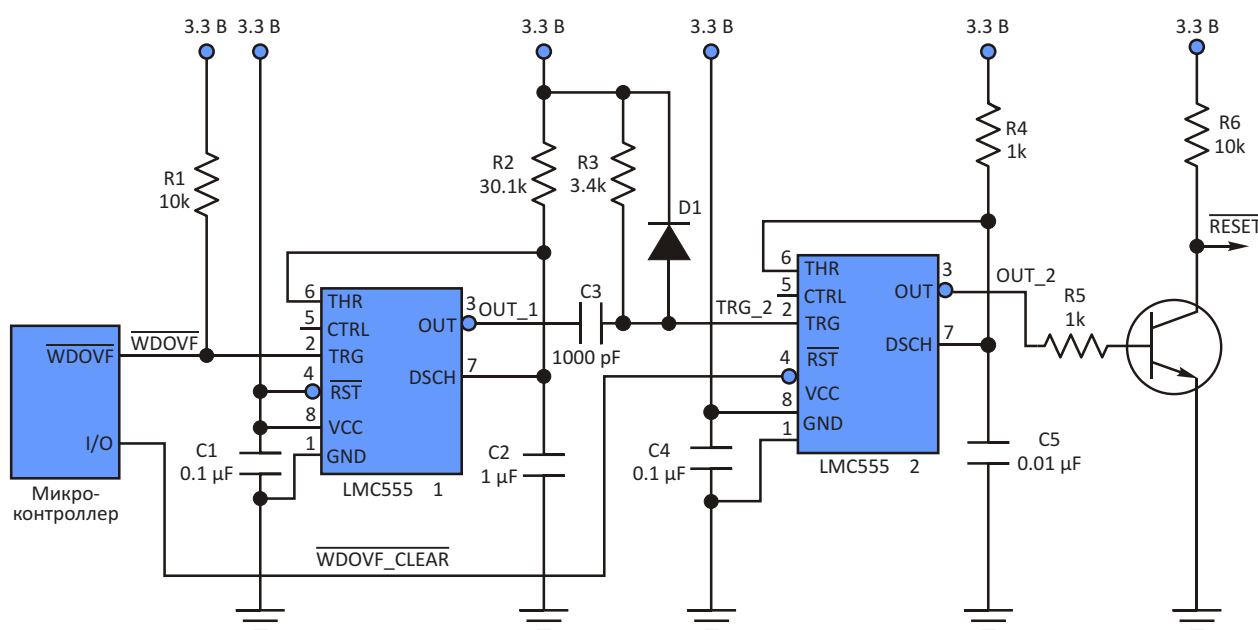
Ken Turocy

Electronic Design

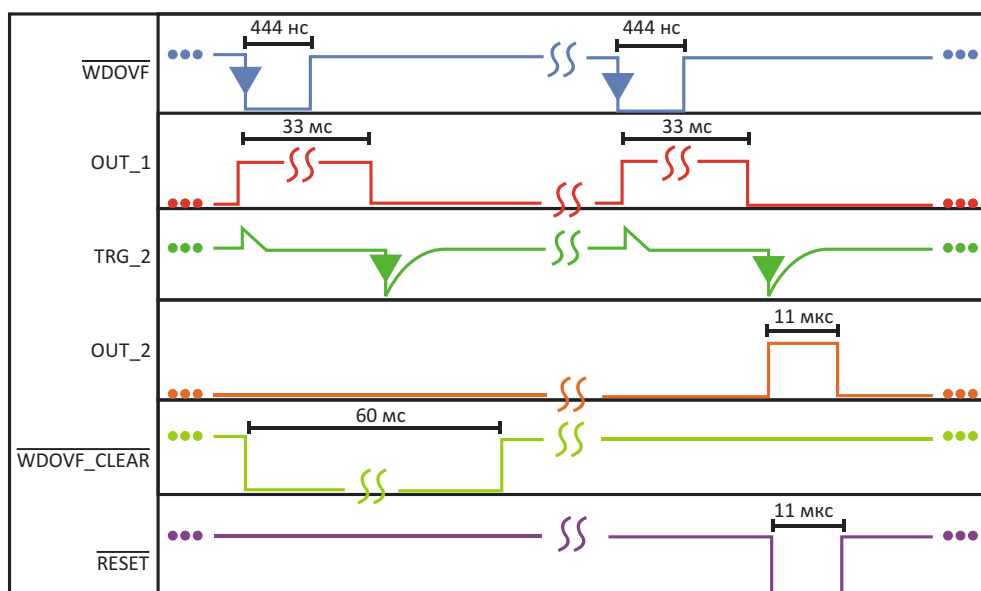
В большинстве микропроцессоров имеется какой-либо аппаратный сторожевой таймер, который может использоваться для сброса микропроцессора и окружающих его схем в известное состояние, когда программа непреднамеренно прекращает выполнение кода. Однако перед сбросом оборудования

может быть полезно в отладочных целях записать событие переполнения сторожевого таймера в энергонезависимую память.

В схеме на Рисунке 1 используются два таймера LMC555, задерживающие аппаратный сброс на время, необходимое для сохранения ценных системных данных.



**Рисунок 1.** Первый таймер LMC555 запускается сигналом переполнения сторожевого таймера микроконтроллера и обеспечивает задержку сброса. Второй LMC555 позволяет микропрограмме запретить готовящийся аппаратный сброс.



**Рисунок 2.** Эта временная диаграмма для двух отдельных событий переполнения сторожевого таймера показывает, что в первом случае импульс сброса задерживается и не выполняет сброса оборудования, а во втором после заданной задержки возникает импульс сброса.

Схема задействует специальный выход переполнения сторожевого таймера микропроцессора  $\overline{WDOVF}$  и один вход/выход общего назначения.

Таймеры LMC555 сконфигурированы как ждущие мультивибраторы, на выходах которых сохраняется низкий уровень напряжения до тех пор, пока на вход запуска не придет отрицательный импульс. После запуска выходное напряжение остается высоким в течение времени  $T_H$ , определяемого номиналами одного резистора и одного конденсатора в соответствии с формулой

$$T_H = 1.1 \times RC.$$

Для правильной работы таймера высокий уровень сигнала на входе запуска должен восстановиться до истечения времени  $T_H$ . Через время  $T_H$  выходной сигнал становится низким и остается таким до тех пор, пока на входе запуска не появится другой отрицательный импульс. Таймер также имеет вход сброса с низким активным уровнем, удерживающим на выходе низкий уровень независимо от уровня сигнала на входе запуска. Кроме того, он сбрасывает внутренний триггер таймера для нового временного цикла.

Первый LMC555 запускается сигналом переполнения сторожевого таймера микро-

контроллера и обеспечивает задержку, которая позволяет микропрограмме записать различные параметры системы до того, как произойдет сброс. Второй LMC555 позволяет микропрограмме запретить готовящийся аппаратный сброс. Для этого она должна удерживать сигнал  $\overline{WDOVF\_CLEAR}$  на низком уровне в течение времени, по крайней мере, не меньшего, чем длительность импульса первой микросхемы таймера.

На Рисунке 2 показаны временные диаграммы для двух отдельных событий переполнения сторожевого таймера. В первом случае импульс сброса задерживается и не выполняет сброса оборудования, а второе событие демонстрирует импульс сброса, возникающий после определенной временной задержки. Приведенные диаграммы соответствуют параметрам, рассчитанным для номиналов компонентов, показанных на Рисунке 1, и длительности импульса переполнения сторожевого таймера микроконтроллера Atmel. Для первого таймера

$$\begin{aligned} T_H &= (1.1)R_2C_2 = \\ &= (1.1)(30.1 \text{ кОм})(1 \text{ мкФ}) = 33 \text{ мс.} \end{aligned}$$

Аналогично для второго таймера

$$\begin{aligned} T_H &= (1.1)R_4C_5 = \\ &= (1.1)(1 \text{ кОм})(0.01 \text{ мкФ}) = 11 \text{ мкс.} \end{aligned}$$



Последовательный конденсатор C3, подтягивающий резистор R3 и диод D1 гарантируют, что уровень сигнала TRG\_2 на входе запуска второго таймера будет оставаться высоким до тех пор, пока на выходе таймера OUT\_1 не произойдет переход от высокого уровня к низкому. Подтягивающий резистор перезаряжает последовательный конденсатор до напряжения питания после перехода уровня сигнала OUT\_1 с высокого на низкий. Постоянная времени, определяемая подтягивающим резистором и последовательным конденсатором, была выбрана меньшей, чем длительность выходного импульса второго таймера. Диод ограничивает напряжение на входе запуска второго таймера до уровня напряжения питания.

В этом примере реакция микроконтроллера на наступление события переполнения сторожевого таймера установлена таким образом, чтобы микроконтроллер посылал на специальный вывод относительно короткий импульс с низким активным уровнем и формировал внутреннее прерывание. Как

только событие наступает, происходит программный переход к подпрограмме обслуживания прерывания и выполняется несколько определенных строк кода. В частности, производится очистка флага прерывания, задержка готовящегося аппаратного сброса путем установки сигнала `WDOVF_CLEAR` на входе/выходе общего назначения, сохранение отладочной информации в энергонезависимой памяти, запрет прерываний и сброс сторожевого таймера.

В этом случае событие переполнения аппаратного сторожевого таймера вместе с другой информацией, важной для конкретного проекта, сохраняется в энергонезависимой памяти для последующего просмотра. Когда время сторожевого таймера истекает во второй раз, он обходит процедуру обработки прерывания и в конечном итоге сбрасывает оборудование. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Texas Instruments LMC555](#)

# Выходные потенциалы схемы сдвига уровня могут быть отрицательными

Chun-Fu Lin, Shir-Kuan Lin, Hui-Shun Huang, Jyi-Jinn Chang, Tai-Shan Liao

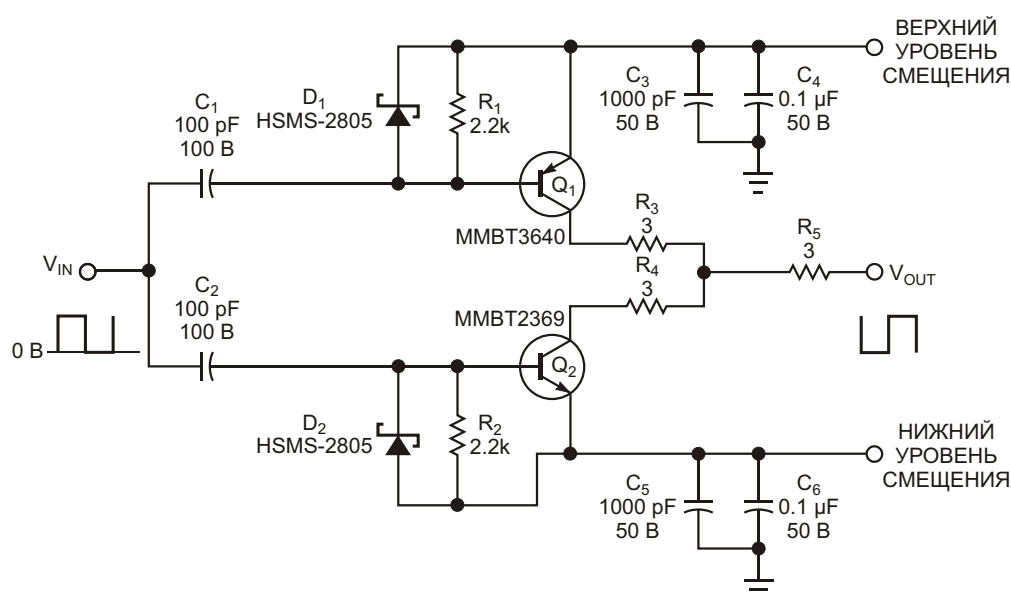
EDN

Для питания цифровых систем требуется много разных напряжений. Память питается напряжением 1.8 В, для работы I<sup>2</sup>C и ПЛИС требуется напряжение 3.3 В, микроконтроллеры работают от 5 В, а ПЗС-датчикам изображения необходимы напряжения от –9 до 8 В. Параметры импульсов синхронизации каждого устройства должны соответствовать его рабочему напряжению.

Схему сдвига, показанную на Рисунке 1, можно использовать для установки верхнего и нижнего логического уровня входных импуль-

льных сигналов, включая отрицательные напряжения. Это свойство удобно для устройств, которым требуется отрицательное напряжение, таких как приборы с зарядовой связью (ПЗС). Хотя выходные импульсы схемы инвертированы относительно входных импульсов, на функцию устройства эта инверсия не влияет.

Схема сдвига уровня содержит быстродействующие переключающие транзисторы Q<sub>1</sub> и Q<sub>2</sub>. Для получения необходимых амплитудных параметров выходных импульсов



**Рисунок 1.** Эта простая и быстродействующая схема может сместить уровни входных импульсов как к положительным, так и к отрицательным значениям.

**Таблица 1. Входные и выходные импульсы**

Верхний/нижний уровни смещения (В)	Входные тактовые импульсы (В)	Выходные тактовые импульсы (В)
3.3/0	0/5	3.3/0
20/10	0/5	20/10
-5/-10	0/5	-5/-10
2/-4	0/5	2/-4

пользователь выбирает верхнее и нижнее значения смещенных уровней, представляющие собой постоянные напряжения, поданные на эмиттеры транзисторов, Элементы  $C_1$ ,  $R_1$ ,  $D_1$ ,  $C_2$ ,  $R_2$  и  $D_2$  поддерживают напряжения на базах  $Q_1$  и  $Q_2$  близкими к напряжениям их эмиттеров.

Поскольку частота синхронизации памяти и ПЗС обычно высока, емкости конденсаторов  $C_1$  и  $C_2$  можно выбрать достаточно небольшими, чтобы исключить прохождение низкочастотных помех. Для измерений в схеме на Рисунке 1 на нее подавался 20-мегагерцовый сигнал (Таблица 1), поэтому

использовались конденсаторы  $C_1$  и  $C_2$  емкостью 100 пФ. При низком уровне входного импульса включается транзистор  $Q_1$ , а  $Q_2$  выключается, и на выходе устанавливается напряжение, близкое к верхнему потенциалу смещения. Когда уровень входного импульса высокий, транзистор  $Q_1$  выключается, а  $Q_2$  включается, и выходное напряжение сдвигается к нижнему потенциалу смещения, даже если этот потенциал отрицательный относительно земли.

Из-за высокой скорости переключения схемы выводы компонентов должны быть насколько возможно короткими, чтобы их индуктивность была минимальной. Это предостережение особенно актуально для выводов конденсаторов  $C_3 - C_6$ , идущих к эмиттерам соответствующих транзисторов и к слою земли или земляной шине. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Avago HSMS-280x](#)
2. [Datasheet ON Semiconductor MMBT2369L](#)
3. [Datasheet ON Semiconductor MMBT3640](#)

# Схема быстрого разряда выходного конденсатора источника питания

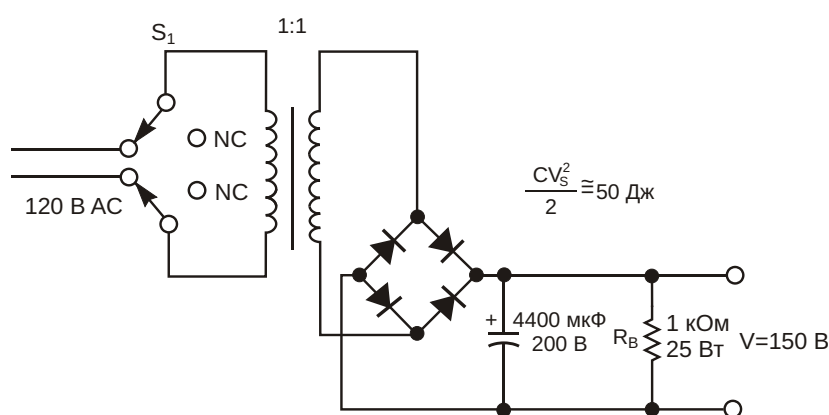
Stephen Woodward

EDN

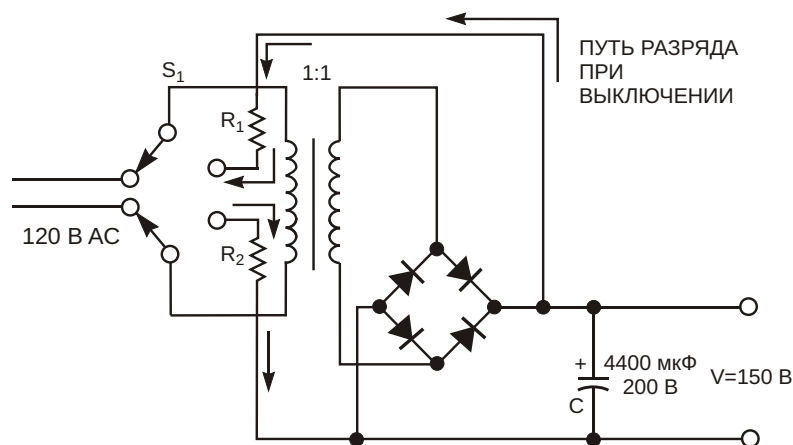
Постоянной проблемой при проектировании источников питания является безопасный и быстрый разряд, или «сброс» при отключении большого количества энергии, запасенной в конденсаторах фильтра. Эта энергия  $CV^2/2$  обычно может достигать десятков джоулей. Если позволить конденсаторам разряжаться самостоятельно, опасные напряжения могут сохраняться на ненагруженных электролитических конденсаторах фильтра в течение нескольких часов и даже дней. Заряженные конденсаторы могут представлять значительную опасность для обслуживающего персонала или даже для самого оборудования. Стандартным и очевидным решением этой проблемы является традиционный «разряжающий» резистор  $R_B$  (Рисунок 1). Проблема с использованием  $R_B$

заключается в том, что энергия непрерывно и бесполезно «утекает» через  $R_B$  не только тогда, когда это нужно во время разряда конденсатора, но и постоянно, пока включен источник питания. Возникающие в результате потери энергии иногда оказываются далеко не незначительными.

На Рисунке 1 представлена иллюстрация проблемы, взятая из источника питания генератора импульсов. Энергия  $CV^2/2$ , запасенная при номинальном рабочем напряжении 150 В, равна  $150^2 \times 4400 \text{ мкФ} / 2$ , или примерно 50 Дж. Предположим, что для решения проблемы вы выбираете  $R_B$ , определив для себя, что 90% заряда конденсатора емкостью 4400 мкФ должно уйти в течение 10 секунд после отключения источника питания. Значит, необходимо выбрать такое сопротивление



**Рисунок 1.** Разряжающий резистор гарантирует безопасность, но потребляет слишком большую мощность.



**Рисунок 2.** Чтобы энергия не тратилась впустую, для ее сброса при выключении можно использовать вторую группу контактов переключателя.

$R_B$ , чтобы постоянная времени  $RC$  не превышала  $10/\ln(10)$ , или 4.3 с. Поэтому сопротивление  $R_B$  должно равняться  $4.3 \text{ с}/4400 \text{ мкФ}$ , или приблизительно 1 кОм. Результирующая мощность, непрерывно рассеиваемая на резисторе  $R_B$ , равна  $150^2/1 \text{ кОм}$ , что составляет примерно 23 Вт. Цифра наглядно иллюстрирует цену, которую приходится платить за рассеивание мощности в приложении генератора импульсов с малым коэффициентом заполнения. Эти потери преобладают в общем потреблении энергии и выделении тепла, при том, что средняя мощность, рассеиваемая остальной частью схемы, мала. Такая ситуация является неустранимым недостатком разряжающего резистора. Всякий раз, когда вы применяете критерий безопасности «10% за 10 секунд», вы сталкиваетесь с обратной стороной – неизбежным рассеиванием почти половины энергии  $CV^2/2$  в течение каждой секунды, пока схема находится под напряжением.

На Рисунке 2 показано точечное и гораздо менее расточительное решение проблемы сброса энергии. Неиспользуемые в предыдущем случае нормально разомкнутые (NC) контакты двухполюсного двухпозиционного выключателя питания  $S_1$  создают путь разряда конденсатора фильтра, который существует только тогда, когда он нужен, то есть, когда питание выключено. Когда переключатель перемещается в положение «выключено»,

образуется путь разряда через резисторы  $R_1$  и  $R_2$  и первичную обмотку силового трансформатора. Результатом является почти сколь угодно быстрый сброс накопленной энергии, тогда как потери схемы при включенном питании равны нулю. Для выбора оптимальных характеристик  $R_1$ ,  $R_2$  и  $S_1$  следует руководствоваться следующими четырьмя критериями:

- Пиковый разрядный ток  $V/(R_1 + R_2)$  не должен превышать значения, допустимого для контактов  $S_1$ .
- Допустимая импульсная мощность резисторов  $R_1$  и  $R_2$  должна позволять им выдержать тепловой импульс с энергией  $CV^2/2$ . Для рассматриваемого примера с энергией 50 Дж адекватными значениями для  $R_1$  и  $R_2$  будут 3 Вт.
- Постоянная времени разряда  $(R_1 + R_2)C$  должна быть достаточно небольшой, чтобы гарантировать быстрое удаление накопленной энергии.
- Конструкция переключателя  $S_1$  должна быть такой, чтобы замыкание одной пары контактов происходило после размыкания другой, гарантируя, что перед разрядом конденсатора соединение с сетью переменного тока будет разорвано, и наоборот. В противном случае при включении/выключении может возникать опасное замыкание на землю. [РЛ](#)



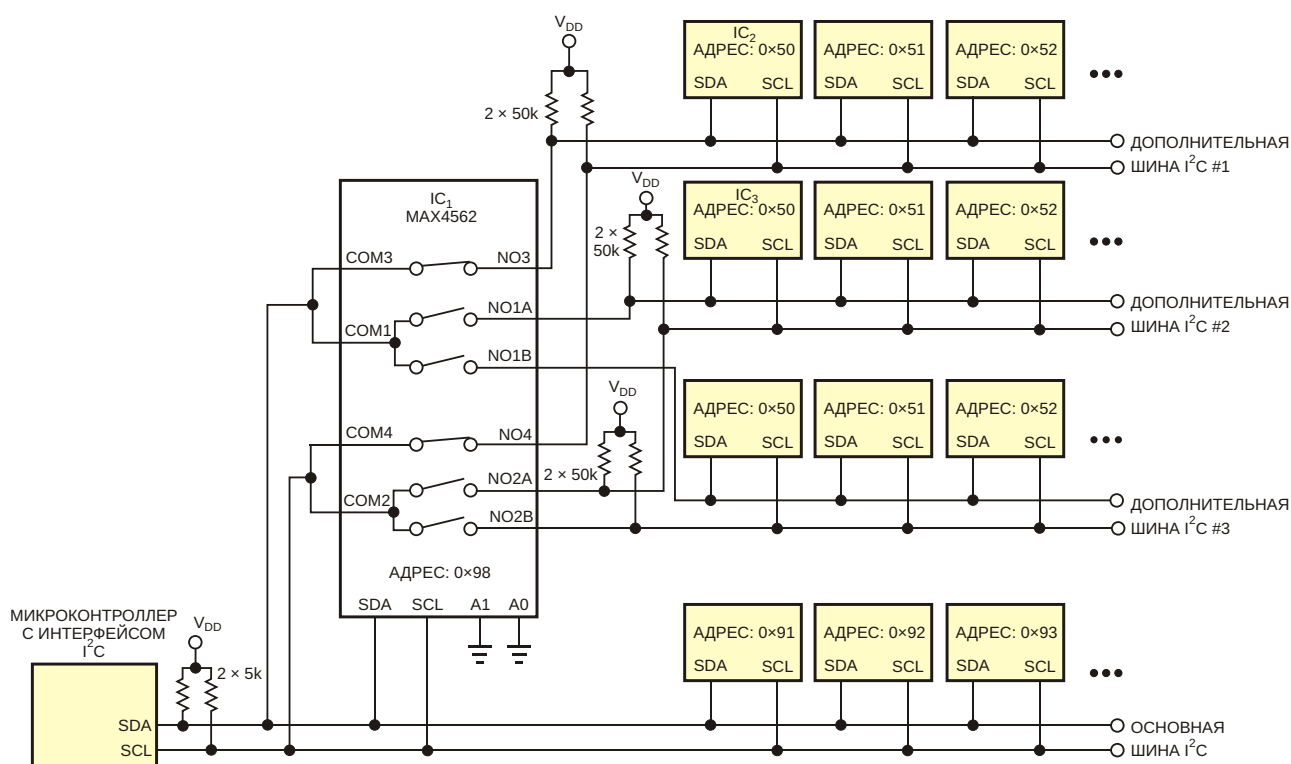
# Аналоговый коммутатор расширяет интерфейс I<sup>2</sup>C

Luca Vassalli

EDN

Возможно, наиболее эффективный способ увеличения свободного пространства на плате и повышения плотности размещения компонентов – это минимизация количества проводников на печатной плате. Широко используемой архитектурой, делающей такую миниатюризацию возможной, является шина I<sup>2</sup>C. Эта шина, состоящая только из двунаправленной линии данных SDA и линии передачи тактовых сигналов SCL, не требует выборки микросхемы или иных дополнитель-

ных подключений. Микроконтроллеры NXP, Microchip и других производителей содержат интерфейсы I<sup>2</sup>C, но реализовать интерфейс также можно программно. Для выполнения этой задачи каждому ведущему или ведомому приемопередатчику присваивается 7-битный адрес, и на заводе-изготовителе или с помощью специальных выводов программируется устройство с двумя или четырьмя вариантами адресов. Количество устройств, имеющих интерфейс I<sup>2</sup>C, увеличивается, но



**Рисунок 1.** Этот аналоговый коммутатор, управляемый по линиям интерфейса I<sup>2</sup>C, втрое увеличивает количество устройств, подключенных к шине.

некоторые из их 128 адресов зарезервированы для специальных функций, поэтому не все адреса доступны разработчику. К тому же, в каком-то приложении два или более устройств могут иметь один и тот же адрес. На Рисунке 1 аналоговый коммутатор IC<sub>1</sub>, управляемый по шине I<sup>2</sup>C, подключает дополнительные ветви, содержащие устройства с одинаковыми адресами, к главной шине I<sup>2</sup>C. IC<sub>2</sub> и IC<sub>3</sub>, например, имеют одинаковые адреса, но расположены на разных дополнительных шинах.

Схема на Рисунке 1 предотвращает одновременное обращение ведущего к нескольким ведомым. При возникновении такой ситуации данные повреждаются во время их чтения ведущим, а все ведомые устройства могут не принять данные от ведущего. Аналоговый коммутатор принимает двусторонние сигналы, необходимые для линии SDA. Коммутатор имеет низкое сопротивление в открытом состоянии, почти не создает утечек в линиях и предоставляет четыре ведомых адреса. Коммутаторы управляются одновременно с помощью простого протокола отправки байтов (адрес плюс

8-битная команда). Три вспомогательные шины можно переключать «на лету». Включение питания переводит переключатели в мягкий режим – в выключенное состояние с временем переключения 12 мс. Затем байт команды 11000000 устанавливает коммутаторы в жесткий режим (время переключения 400 нс). Последующие команды выбирают нужную дополнительную шину. Например, команда 1000011 выбирает дополнительную шину #1. Основная шина I<sup>2</sup>C имеет стандартные подтягивающие резисторы, а на дополнительных шинах используются более высокоомные резисторы подтяжки, обеспечивающие состояние высокого импеданса при невыбранной шине. Схема на Рисунке 1 позволяет добавить на шину в три раза больше устройств. Для еще большего увеличения количества подключаемых устройств можно заменить MAX4562 на MAX4572, 14 переключателей которого позволяют добавить до семи дополнительных шин. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Maxim MAX4562](#)
2. [Datasheet Maxim MAX4572](#)

# В программируемом генераторе используется цифровой потенциометр

Alan Li

EDN

Цифровые потенциометры – это универсальные устройства, которые можно использовать во многих приложениях фильтрации и генерации сигналов. В этой статье описывается генератор, в котором установка сопро-

тивлений двух цифровых потенциометров независимо программирует амплитуду и частоту колебаний. На Рисунке 1 показан типичный генератор с диодной стабилизацией на основе моста Вина, вырабатывающий точ-

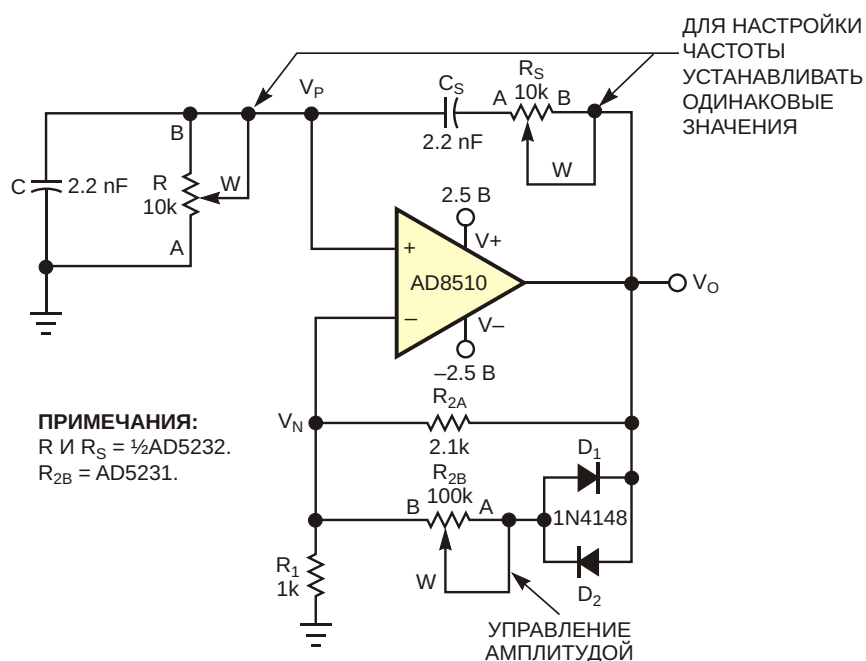


Рисунок 1. В этом генераторе с мостом Вина для независимой регулировки амплитуды и частоты используются цифровые потенциометры.

ные синусоидальные сигналы с частотой от 10 до 200 кГц. В классической схеме генератора мост Вина, образованный элементами  $R$ ,  $R_S$ ,  $C$  и  $C_S$ , обеспечивает положительную обратную связь, а резисторы  $R_1$  и  $R_2$  – отрицательную.  $R_2$  – это комбинация из параллельных резисторов  $R_{2A}$  и  $R_{2B}$  и последовательного сопротивления диода. Петлевое усиление  $A(j\omega)$  ( $\omega$ ) можно определить путем умножения коэффициента усиления усилителя на передаточную функцию  $V_P/V_O$ . При  $R = R_S$  и  $C = C_S$ , петлевое усиление равно

$$A(s) = \frac{1}{3} \frac{R_2/R_1}{sRC + 1/sRC} \quad (1)$$

Подставив  $s = j\omega$  и выделив действительную и мнимую части, получаем

$$A(j\omega) = \frac{1}{3} \frac{R_2/R_1}{j(\omega RC - 1/\omega RC)} \quad (2)$$

Фазовый сдвиг при замкнутой петле обратной связи определяется как

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\text{Im}|A(j\omega)|}{\text{Re}|A(j\omega)|} \quad (3)$$

Чтобы сдвиг фаз равнялся  $0^\circ$ , надо сделать равной нулю мнимую часть. В результате частота генерации станет равной

$$\omega = \frac{1}{RC} \text{ или } f_0 = \frac{1}{2RC} \quad (4)$$

где  $R$  – программируемое сопротивление:

$$R = \frac{256}{256} \frac{D}{R_{AB}} \quad (5)$$

Здесь

$D$  – десятичный эквивалент цифрового кода, записанного в управляющий регистр AD5232;

$R_{AB}$  – сопротивление между концами цифрового потенциометра.

Для поддержания колебаний мост должен быть сбалансирован. Если положительная обратная связь слишком велика, амплитуда колебаний увеличивается до тех пор, пока

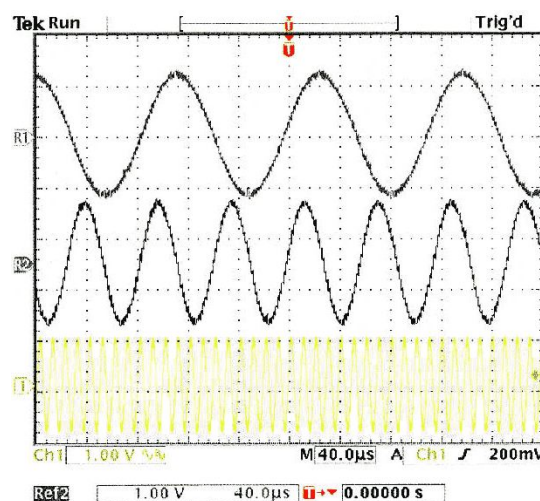


Рисунок 2. Эти три частоты соответствуют трем установкам цифрового потенциометра.

усилитель не войдет в насыщение. Если отрицательная обратная связь слишком велика, амплитуда колебаний затухает. Из выражения (2) видно, что на частоте резонанса петлевое усиление равно 3. Это значит, что условием баланса моста будет  $R_2/R_1 = 2$ . На практике отношение  $R_2/R_1$  должно быть чуть больше, чем 2, чтобы гарантировать, что колебания смогут начаться. Попеременное включение диодов на мгновения делает отношение  $R_2/R_1$  меньше 2, тем самым, стабилизируя колебания. Кроме того, с помощью  $R_{2B}$  можно независимо настраивать амплитуду, поскольку  $2/3(V_O) = I_D R_{2B} + V_D$ .

Можно закоротить  $R_{2B}$ , что даст амплитуду колебаний, равную примерно  $\pm 0.6$  В. Переменные  $V_O$ ,  $I_D$  и  $V_D$  независимы друг от друга. При правильном выборе  $R_{2B}$  схема можно достичь равновесия, при котором колебания не будут ни нарастать, ни затухать. Однако сопротивление  $R_{2B}$  не должно быть настолько большим, чтобы выход входил в ограничение. В данной схеме  $R_{2B}$  – это отдельный 100-килоомный цифровой потенциометр. При изменении сопротивления от минимального значения до 35 кОм амплитуда колебаний изменяется от  $\pm 0.6$  до  $\pm 2.3$  В. Используя конденсаторы  $C$  и  $C_S$  емкостью 2.2 нФ и устанавливая сопротивления 10-килоомных потенциометров  $R$  и  $R_S$  равными 8, 4 и 0.7 кОм, можно получить частоты генерации 8.8, 17.6 и 100 кГц, соответственно (Рисунок 2). Погрешность установки частоты составляет 3%.

Достижимы и более высокие частоты, но ценой увеличения погрешности, которая на частоте 200 кГц становится равной 6%.

Два предостережения в порядке значимости. Необходимо помнить, что в частотно-зависимых приложениях полоса пропускания цифрового потенциометра зависит от запрограммированного сопротивления. Поэтому следует позаботиться о том, чтобы не нарушать ограничений, связанных с рабочей частотой. Кроме того, при настройке частоты необходимо устанавливать одинаковые зна-

чения  $R$  и  $R_s$ . Если настраивать по одному каналу, могут возникать недопустимые промежуточные состояния. Если такая проблема возникнет, можно соединить отдельные устройства шлейфом, что позволит одновременно записывать в микросхемы одни и те же значения. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet Analog Devices AD5231](#)
2. [Datasheet Analog Devices AD5232](#)
3. [Datasheet Analog Devices AD8510](#)



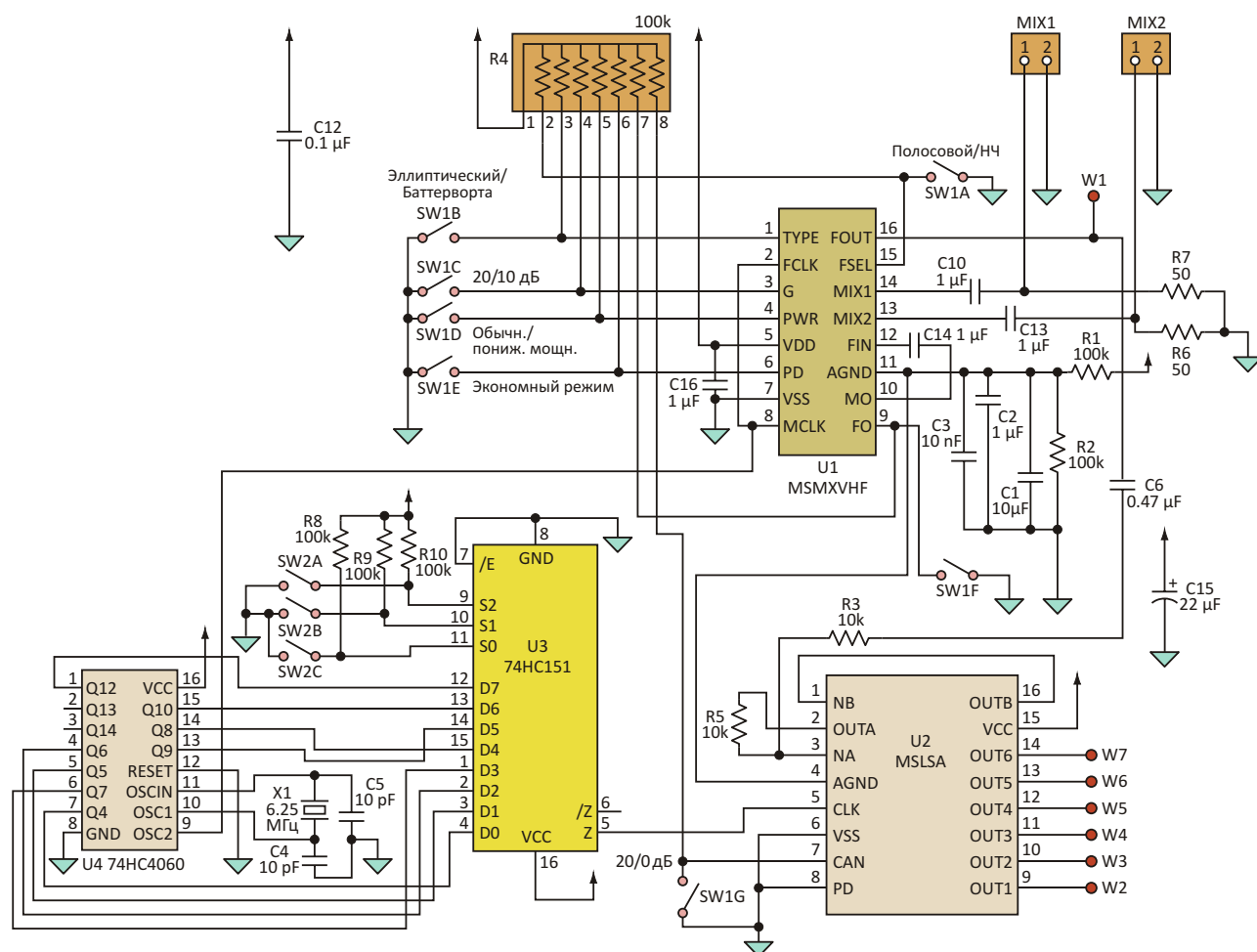
# Высокочастотный портативный анализатор спектра на двух микросхемах фильтров

John Ambrose

Electronic Design

Иногда разработчикам бывает необходимо анализировать спектр модулированной несущей. Хотя они могут сделать это путем понижающего преобразования частоты и последу-

ющей дискретизации и обработки сигналов в цифровой области, быстродействующий аналого-цифровой преобразователь (АЦП) и мощность, потребляемая требуемым для реше-



**Рисунок 1.** Добавив две стандартные микросхемы серии 74HCXXX к двум более высокоинтегрированным компонентам, можно создать ядро высокочастотного анализатора спектра.

ния этой задачи процессором, сократят срок службы батареи. Вместо этого, производя понижающее преобразование частоты в аналоговой области и разделив сигналы на дискретные полосы, в конструкции можно использовать гораздо более медленный и менее энергопотребляющий микроконтроллер.

Для этого подойдут, например, такие микросхемы, как MSMXVHF и MSLSA. Первая представляет собой выпускаемый компанией Mixed Signal Integration смеситель и фильтр диапазона УВЧ (Mixed Signal Mixer and Very High frequency Filter) и используется во входной цепи устройства. Вторая микросхема – малопотребляющий анализатор спектра MSLSA (Mixed Signal Low powered Spectrum Analyzer) той же компании, 6 каналов которого представляют собой полосовые фильтры, выходные сигналы которых смещены на 1/6 октавы.

MSLSA осуществляет ступенчатую развертку, изменяя частоту с шагом в октаву с помощью четырнадцатиразрядного двоичного счетчика с генератором 74HC4060 и селектора-мультиплексора 8-1 74HC151. Выбирая каждый выход 74HC4060 с помощью 74HC151, можно быстро просканировать полосу частот до 100 кГц.

В схеме портативного анализатора спектра на Рисунке 1 используется микросхема MSMXVHF, содержащая ключевой смеситель, работающий на частотах до 600 МГц. Полоса частот выходного сигнала смесителя ограничивается на уровне 1 МГц непрерывным фильтром нижних частот второго порядка. MSMXVHF также имеет фильтр на коммутируемых конденсаторах, работающий на частотах до 1 МГц (при тактовой частоте 12.5 МГц) и выполняющий, в зависимости от выбора, функцию либо фильтра нижних частот, либо полосового фильтра. Выход смесителя с помощью внешнего конденсатора связан по постоянному току с входом фильтра, а выход фильтра связан по постоянному току с входом MSLSA. MSLSA имеет шесть выходов, которые можно контролировать с помощью осциллографа или АЦП микроконтроллера.

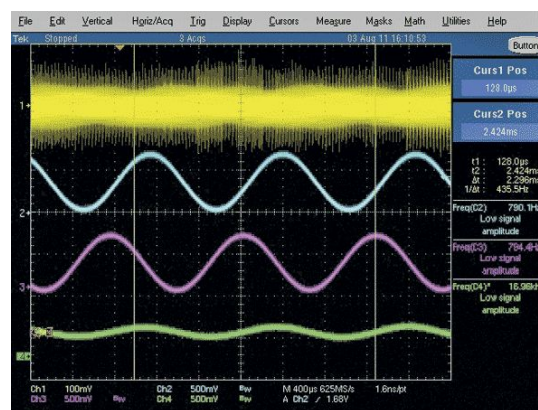
Четырнадцатиразрядный двоичный счетчик с генератором 74HC4060 имеет выходы каскадов от Q4 до Q12 (Q11 пропущен). Типовая максимальная рабочая частота микросхемы 74HC4060 при напряжении питания

3.3 В составляет 25 МГц. Когда 74HC4060 используется с кварцевым резонатором 25 МГц, частота импульсов на выходе Q4 равна 1.562 МГц. На Рисунке 2 показаны осциллограммы сигналов на выходе генератора и выходах Q4, Q5 и Q6 счетчика 74HC4060. Эти выходы подключены к адресным входам 8-канального мультиплексора 74HC151.

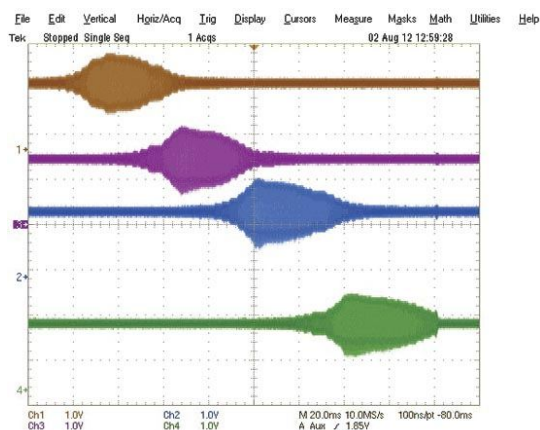


**Рисунок 2.** Выходы Q4, Q5 и Q6 (каналы с 1 по 3, соответственно) подключены к входам мультиплексора выбора частоты настройки фильтра.

Когда на входах S0, S1 и S2 установлен «лог. 0», выбирается выход D0. Этот выход подключен к тактовому входу микросхемы MSLSA. Отношение тактовой частоты к частоте излома различно для каждого выхода MSLSA. Для Выхода 1 (центральная частота равна частоте тактового сигнала, умноженной на 1.12246) это отношение составляет



**Рисунок 3.** Каналы с 1 по 4 показывают вход и выход смесителя, а также выходы 3 и 6 фильтра и то, как их сгладил фильтр нижних частот.



**Рисунок 4.** Каждому выходу с 3 по 6 микросхемы MSLSA соответствует 1/6 октавы полосового фильтра.

89.08:1. При частоте синхронизации фильтра 1.562 МГц центральная частота для Выхода 1 равна 17.5 кГц.

На Рисунок 3 показан входной сигнал смесителя, частота которого качается вокруг 25 МГц, и выходной сигнал смесителя, когда

фильтр MSMXVHF сконфигурирован фильтром нижних частот.

На Рисунок 4 показаны сигналы на выходах 3, 4, 5 и 6 микросхемы MSLSA при качающейся частоте входного сигнала. Обратите внимание, что сигнал на каждом выходе присутствует, если его частота находится в диапазоне 1/6-октавного полосового фильтра MSLSA.

Таким образом, смеситель/фильтр MSMXVHF и малопотребляющая микросхема анализатора спектра MSLSA с генератором, делителем и селектором обеспечивают решение для измерения искажений принимаемых радиосигналов при меньшем потреблении энергии, чем полностью цифровое решение. **РЛ**

## Материалы по теме

1. [Datasheet MSI MSLSA](#)
2. [Datasheet MSI MSMXVHF](#)
3. [Datasheet Texas Instruments SN74HC4060](#)
4. [Datasheet Texas Instruments SN74HC151](#)



# 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!**